

# 单相异步电动机

许上明 胡仁芳 编著

上海科学技术出版社

# 单相异步电动机

许上明 胡仁芳 编著

上海科学技术出版社

## 内 容 提 要

本书较系统地阐述了单相交流异步电动机的基本原理、设计计算、定子绕组、测试、调速、应用及维护和修理方法。其中,对一般分相式及电容式的单相异步电动机作了较详细的介绍。此外,本书还提供了一套较完整的单相异步电动机设计程序及例题,供读者参考用。

全书共分十章,内容包括:概述、基本原理、定子绕组、单相电阻起动和电容起动异步电动机、单相电容异步电动机、单相罩极异步电动机、设计程序及计算例题、测试、单相异步电动机的应用及维护和修理。在附录中还提供了必要的设计参考资料和有关的技术数据,供读者选用。

本书可供从事电机设计、生产及使用等方面的广大工程技术人员和电工参考,亦可供高等院校电机专业的师生参考。

单相异步电动机

许上明 胡仁芳 编著

上海科学技术出版社出版

(上海瑞金二路 450 号)

新华书店上海发行所发行 浙江科技印刷厂印刷

开本 787×1092 1/32 印张 8 字数 173,000

1985 年 2 月第 1 版 1985 年 2 月第 1 次印刷

印数: 1—32,000

统一书号: 15119·2386 定价: 1.50 元



# 前 言

小功率电动机,特别是驱动微电机,在工农业生产及人们的日常生活中有着极其广泛的应用。近年来,随着家用电器的迅速发展,驱动微电机的需要量也越来越大。为了满足从事微电机专业的广大科研、生产及使用等方面的广大技术人员和电工的工作和学习之需要,我们编写了这本内容全面,通俗易懂,实用性强的技术书。

本书重点阐述了一般单相异步电动机的基本原理、定子绕组、参数计算、调速、测试及维护和修理方法。书中还对各类单相异步电动机的结构、工作特性、参数计算、元件选择、调速方法等作了较详细的介绍。此外,本书还提供了一套较完整的单相异步电动机设计程序及例题,供有关设计人员参考。在维护和修理一章中,对需要重绕的电机,书中也提供了必要的计算方法和有关的技术数据。

本书的设计程序一部分内容经上海微型电机厂施斌耀工程师审阅,全书由哈尔滨工业大学王宗培教授审稿,对此我们表示十分感谢。因限于水平,书中难免有不少缺点和错误,请读者批评指正。

编者 一九八三年十月

# 主要符号表

$A_s$	线负荷	$F_i$	齿部磁势
$B$	磁通密度	$F_o$	气隙磁势
$B_s$	副极磁密	$f$	电源频率、磁势
$B_j$	轭部磁密	$f_f$	正序磁势
$B_m$	主极磁密	$f_b$	负序磁势
$B_i$	齿部磁密	$G$	重量
$B_o$	气隙磁密	$G_j$	轭部重量
$b$	宽度	$G_m$	主极重量
$b_j$	轭部宽度	$G_i$	齿部重量
$b_m$	主极宽度	$H$	磁场强度
$b_o$	槽口宽度	$H_j$	轭部磁场
$b_s$	槽宽度	$H_m$	主极磁场
$b_i$	齿宽度	$H_i$	齿部磁场
$C_A$	电机常数	$h$	高度
$D$	直径	$h_j$	轭部高度
$D_{aj}$	槽大圆节圆直径	$h_m$	主极高度
$D_o$	外径	$h_s$	槽高度
$D_i$	内径	$h_i$	齿部高度
$d_o$	裸导线直径	$I$	电流
$d_i$	带绝缘导线直径	$I_f$	正序电流
$E$	电势(有效值)	$I_b$	负序电流
$E_i$	内电势	$i$	电流
$e$	电势(瞬时值)	$J$	转动惯量
$F$	磁势	$j$	电流密度
$F_j$	轭部磁势	$K$	系数、常数、变比
$F_m$	主极磁势	$K_j$	绕组分布系数

$K_{ap}$  绕组系数  
 $K_{pe}$  冲片迭装系数  
 $K_p$  绕组短距系数  
 $K_S$  槽满率  
 $K_{SK}$  斜槽系数  
 $K_o$  气隙系数  
 $K_\phi$  波形系数  
 $K_u$  饱和系数  
 $L$  电感、长度  
 $L_j$  轭部长度  
 $L_t$  齿部长度  
 $L_m$  主极长度  
 $l_E$  端部长度  
 $l_{ef}$  有效长度  
 $l_R$  转子铁心长度  
 $l_S$  定子铁心长度  
 $l_\phi$  一相绕组长度  
 $M$  力矩、互感  
 $M_{em}$  电磁转矩  
 $M_{St}$  起动转矩  
 $m$  相数、倍数  
 $N$  导体数、比极  
 $n$  转速  
 $n_c$  同步转速  
 $n_0$  空载转速  
 $P$  功率、损耗  
 $P_{ad}$  附加损耗  
 $P_{cu}$  铜损耗  
 $P_{em}$  电磁功率  
 $P_{fe}$  铁损耗  
 $P_{mech}$  机械损耗

$P_{max}$  最大功率  
 $\Sigma P$  总功率  
 $P_1$  输入功率  
 $P_2$  输出功率  
 $p$  极对数、损耗  
 $p_j$  轭部比损耗  
 $p_t$  齿部比损耗  
 $Q$  热负荷  
 $q$  每极每相槽数  
 $R$  电阻  
 $R_a$  副相电阻  
 $R_m$  主相电阻  
 $R_t$  在温度  $t^\circ$  的电阻  
 $R_\phi$  一相绕组电阻  
 $r_c$  导线单位电阻  
 $S$  面积、转差率  
 $S_o$  裸导线截面积  
 $S_m$  最大转差率  
 $S_S$  槽面积  
 $S_o$  气隙面积  
 $T$  时间常数  
 $t$  时间、齿距  
 $U$  电压  
 $U_N$  额定电压  
 $U_f$  正序电压  
 $U_b$  负序电压  
 $V$  体积  
 $W$  绕组匝数  
 $W_{ef}$  有效匝数  
 $W_\phi$  一相匝数  
 $X$  电抗

$X_\sigma$	漏抗	$\delta'$	计算气隙长度
$X_R$	转子漏抗	$\eta$	效率
$X_S$	定子漏抗	$\lambda$	长细比
$Y$	节距	$\mu$	导磁率
$Z$	阻抗、齿数	$\mu_0$	空气导磁率
$Z_R$	转子齿数、转子阻抗	$\rho$	电阻率
$Z_S$	定子齿数、定子阻抗	$\sigma$	漏磁系数
$Z_f$	正序阻抗	$\tau$	极距
$Z_b$	负序阻抗	$\varphi$	相位角
$\alpha_s$	极弧系数	$\phi_\delta$	气隙磁通
$\beta$	角度	$\phi_\sigma$	漏磁通
$\gamma$	比重	$\psi$	磁链
$\hat{c}$	气隙长度	$\omega$	角频率

# 角 标 符 号

<i>a</i>	副相、有效	<i>max</i>	最大的
<i>ad</i>	附加的	<i>min</i>	最小的
<i>av</i>	平均	<i>N</i>	额定的
<i>b</i>	负序	<i>O</i>	槽口的、空载的
<i>c</i>	导体	<i>P</i>	有功的
<i>cu</i>	铜的	<i>Q</i>	无功的
<i>d</i>	分布的	<i>R</i>	端环、转子
<i>E</i>	端部	<i>S</i>	槽的、同步的、定子
<i>e</i>	电的、外的	<i>St</i>	起动
<i>ef</i>	有效的	<i>t</i>	齿部、齿距
<i>em</i>	电磁的	<i>ν</i>	谐波次数
<i>f</i>	正序	<i>σ</i>	漏磁
<i>Fe</i>	铁的	<i>φ</i>	相
<i>i</i>	绝缘的、内的	1	输入
<i>j</i>	轭部的	2	输出
<i>L</i>	电感、负载	,	归算值
<i>m</i>	主极的		



# 目 录

<b>第一章 概述 .....</b>	<b>1</b>
1-1 分类和特点 .....	2
1-2 基本技术要求 .....	4
1-3 典型结构 .....	6
<b>第二章 基本原理 .....</b>	<b>9</b>
2-1 基本电磁关系 .....	9
2-2 单相异步电动机的磁场 .....	11
2-3 电压方程式和等值电路图 .....	23
2-4 相量图 .....	33
2-5 电流圆图 .....	36
2-6 转子斜槽 .....	37
<b>第三章 定子绕组 .....</b>	<b>39</b>
3-1 同心绕组 .....	39
3-2 分组式同心绕组 .....	46
3-3 正弦绕组 .....	48
3-4 定子主、副相绕组的分布 .....	56
<b>第四章 单相电阻起动和电容起动异步电动机 .....</b>	<b>60</b>
4-1 电阻起动的原理 .....	61
4-2 电容起动的原理 .....	62
4-3 起动电流和起动转矩 .....	63
4-4 起动元件的确定 .....	71
4-5 单相电动机的工作特性 .....	81
4-6 单相电动机的调速方式 .....	84
<b>第五章 单相电容异步电动机 .....</b>	<b>86</b>
5-1 工作特性 .....	87

5-2	获得圆形旋转磁势的条件 .....	90
5-3	对称运行时的工作特性 .....	93
5-4	对称条件下的空载和起动特性 .....	97
5-5	变比 $K$ 和电容 $C$ 的选择 .....	100
5-6	三相异步电动机的单相运行 .....	101
5-7	主、副相绕组轴线相隔任意角 .....	106
5-8	单相电容运转异步电动机的调速 .....	109
<b>第六章</b>	<b>单相罩极异步电动机 .....</b>	<b>115</b>
6-1	结构形式 .....	115
6-2	工作原理 .....	117
6-3	等值电路 .....	119
6-4	参数计算 .....	122
6-5	电压方程式 .....	125
6-6	高次谐波的考虑 .....	127
6-7	一些因素的考虑 .....	128
6-8	工作特性 .....	131
<b>第七章</b>	<b>设计程序及计算例题 .....</b>	<b>133</b>
7-1	单相异步电动机设计程序 .....	133
7-2	单相电容运转异步电动机计算例题 .....	161
7-3	设计参数的调整 .....	185
<b>第八章</b>	<b>测试 .....</b>	<b>189</b>
8-1	测试前的准备工作 .....	189
8-2	电阻测量 .....	190
8-3	空载试验 .....	191
8-4	堵转试验 .....	192
8-5	工作特性曲线的测取 .....	193
8-6	最大转矩的测定 .....	196
8-7	最小转矩的测定 .....	195
8-8	温升的测定 .....	196

<b>第九章 单相异步电动机的应用</b>	199
9-1 电风扇用电机	200
9-2 洗衣机用电机	201
9-3 电冰箱用电机	204
<b>第十章 维护与修理</b>	205
10-1 空壳重绕	205
10-2 改变供电电压的计算	209
10-3 计算例子	210
10-4 罩极式电动机重绕	215
10-5 电动机的故障分类	215
10-6 常用家用电器中电机的维护和修理	218
<b>附录</b>	220
I. 电磁线	220
II. 常用硅钢片磁化曲线和损耗曲线	222
III. JX、JZ、JY 单相电动机的技术数据	225
IV. 电风扇用电机的技术数据	236
V. XD 型洗衣机用电机的主要技术指标及外形尺寸	239
VI. 电冰箱电动机主要性能指标	240
<b>参考文献</b>	241

# 第一章 概 述

单相异步电动机是用单相交流电源供电的一类驱动用电机,具有结构简单、成本低廉、运行可靠及维修方便等一系列优点。特别是因为它可以直接使用普通民用电源,所以广泛地应用于各行各业和日常生活,作为各类工农业生产工具、日用电器、仪器仪表、商业服务、办公用具和文教卫生设备中的动力源,与人们的工作、学习和生活有着极为密切的关系。

和容量相同的三相异步电动机比较,单相异步电动机的体积较大,运行性能也较差,所以都只制成小型和微型的产品。在我国,除了一些特殊需要的专用电机外,目前大多属于微型驱动用电机,即机壳外径不大于160毫米,或轴中心线高不大于90毫米,功率在750瓦以下。

单相异步电动机的发展已有近百年的历史,早在本世纪二、三十年代就大致奠定了它的理论基础和基本结构。目前,在一些工业发达的国家里,这类电机大多在一些专业工厂自动化大批量生产。例如:美国西屋公司的桑特斯基电机厂,职工750人,年产单相异步电动机500万台;日本富士公司的三重工场,操作工人仅36名,年产量达24万台。据统计,一九七五年全世界的驱动用微电机年产量已达数十亿台,其中,单相异步电动机约占一半。

我国生产驱动用微电机的历史较短,自一九五七年起陆续建立专业厂,生产JZ(JLOZ)、JY(JLOR)和JX(JLOY)系列单相异步电动机。到一九七二年前后,品种和产量分别

增长了近 30 倍,并开始生产 BO、CO 和 DO 新系列,使电机的重量平均减轻了三分之一,体积缩小四分之一,用铜量减少三分之一,硅钢片用量减少 15%,而性能指标仍有所提高。近年来,随着国民经济的调整发展,尤其是家用电器迅速普及,更促使作为其关键部件的单相异步电动机得到了突飞猛进的发展。

## 1-1 分类和特点

不同的使用场合对电动机的要求有很大的差别,因而需要采用各种不同类型的电机产品。通常,根据起动和运行方式的特征,单相异步电动机可分为单相电阻起动异步电动机、单相电容起动异步电动机、单相电容运转异步电动机、单相电容起动和运转异步电动机及单相罩极异步电动机。此外,还有一些如单相排斥式异步电动机和单相大小气隙电动机等特殊形式。但前者由于结构复杂、成本高而运行性能较差,已逐步被电容式电动机所替代,后者则与罩极电动机相类似,只是采取在部分磁极下加大气隙而不是用短路环的措施来产生起动转矩,仅适用于结构要求更简单而功率微小的产品。

单相异步电动机的转子形式有下列几种:

- (1) 鼠笼转子;
- (2) 用铁磁材料制成的实心转子;
- (3) 用非磁性或铁磁材料制成的空心杯形转子。

绝大部分的单相异步电动机都采用鼠笼式转子,其结构和普通三相异步电动机的转子相同。

采取相应措施后,上列各种类型都可制成单速和多速的。如果提高电源频率,则可得到相应的高转速。反之,如采用多极结构,也可得到较低的转速。

单相异步电动机是由单相交流电源供电的，所以它的定子上有一套单相工作绕组，称为主绕组。单相绕组产生的磁势是正负交变的脉振磁势，不能产生起动转矩，所以定子上还要另外安放一套辅助绕组（称为副绕组），或在磁路结构上采取相应措施，以使电动机能自行起动。

单相电阻起动异步电动机的定子有主绕组和副绕组，它们的轴线在空间相差  $90^\circ$  电角度，电阻值一般较大的副绕组经起动开关（有时还要串接起动电阻）与主绕组并联后，一起接入电源。电机起动后，当转速达到同步转速的  $75\sim 80\%$  时，起动开关打开，将副绕组从电源上断开，由主绕组单独工作。这种电动机的特点是结构简单、成本较低、运转平稳，但起动电流较大，可达额定电流的  $6\sim 9$  倍，而起动转矩、过载能力和额定时的力能指标中等，因而其功率范围一般为  $40\sim 370$  瓦，适用于各种对起动转矩无特殊要求的小型机床、鼓风机和按摩器等。

单相电容起动异步电动机的结构和电阻起动式相同，只是在副绕组回路中串接有一个容量较大的起动电容器。因此，它除了具有电阻起动电机的优点外，还具有起动转矩显著增大、起动电流却较小的特点。由于大容量的电容器价格较贵，因而其功率范围一般为  $120\sim 750$  瓦，适用于各种要求高起动转矩或满载起动的场合，如小型空气压缩机、电冰箱和磨粉机等。

单相电容运转电动机是指副绕组及与之串联的工作电容器，不论是起动还是运行时都始终接通电源参与运行的电机。由于在设计时，主要考虑它在额定运行状态时应具有最佳的力能指标，不能兼顾起动性能，故起动转矩较低。而且，电机容量越大，起动转矩与额定转矩的比值越小，因而其功率多在

8~180 瓦范围内。这种电机的最大特点是额定运行时的力能指标优良,与同容量的其它单相异步电动机相比较,它的重量较轻、体积较小、效率和功率因数较高。它特别适用于轻载起动和要求长期运行的场合,如电风扇、吊扇、录音机、洗衣机、空调设备、仪用风机、电吹风及电影机械等,是产量最大、应用最广泛的一类单相异步电动机。

单相电容起动和运转异步电动机的副绕组回路中有两个电容器。起动时,两个电容器并联接入线路,电容量较大。起动完毕后,起动开关断开,部分电容切除,电容量减少。因此,这种电动机同时兼备电容起动式和电容运转式两者的优点,起动和运行性能都很优良,其功率遍及 8~750 瓦整个驱动用微电机范围,适用于性能要求较高的一些日用电器、特殊压缩机和小型机床等。

单相罩极电动机的结构特别简单,一般采用凸极定子,主绕组为集中绕组,而在每个磁极表面开有小槽,其中嵌放短路环(或称罩极线圈)作为副绕组,其起动和运行性能均比上列各类电机要差。但由于它成本很低且坚固可靠,故至今仍有相当的产量。特别是功率在 10 瓦以下的产品,近年来还在发展,主要用于各种力能指标要求不高的小型风扇、电唱机、电吹风、电动模型和活动广告等。

## 1-2 基本技术要求

单相异步电动机的基本和通用技术要求,一般都要符合微型驱动电机的有关基础标准规定,如机座号、环境条件、绝缘等级、温升、噪声、振动、试验规范以及包装运输等。对于特殊应用的电机,则还要根据使用场合和负载性质,提出相应的特殊要求。例如,各种日用电器中用的电机,要强调效率高、重

量轻、省电、价廉、低噪声和安全可靠性。对洗衣机电机,要能承受频繁正反转起停和耐潮性,冰箱电机则须注意其满载起动的特点等。

和其他微型驱动用电机一样,单相异步电动机的选用依据大多是其额定的技术指标,其中多数指标通常都要清楚地标志在电机的铭牌上,或按标准用统一的型号命名表示。

常规单相异步电动机的额定指标主要有下列几项:

(1) 电压(伏) 指电机在正常运行时,定子绕组应接的电源电压。这类电机一般都用 220 伏,有些出口产品则也有用 110 伏,在工业应用中,有时也用 12、24 和 36 伏。电源电压的允许偏差为不大于  $\pm 5\%$ 。

(2) 频率(赫) 即交流电源的频率,我国电力网的频率规定为 50 赫,有的出口产品为 60 赫,工业用时,也有用 400 赫的,允许偏差不超过  $\pm 1\%$ 。

(3) 功率(瓦) 系电机在额定运行时转轴的机械输出功率,对于输出功率较小的电动机,为便于用户选用,按习惯也可用输出转矩(牛顿米或克力厘米)表示。有些电机是以整机综合指标考核的,此时往往用最大输入功率来反映它的功率指标,如 400 毫米风扇直径的台扇,规定最大输入功率不得大于 65 瓦。我国微型驱动电机的功率等级规定为 0.4、0.6、1.0、1.6、2.5、4、6、10、16、25、40、60、90、120、180、250、370、550 和 750 瓦。

(4) 转速(转/分) 表示电动机在额定的电压、频率和输出功率的情况下运行时的旋转速度。通常,电机的转速是指电机转轴的转速,对于某些与齿轮系组装成一体特种产品,则往往表示经过齿轮减速后输出转轴的实际旋转速度。单相异步电动机的转速均低于由电源频率和该电机磁极对数决定



的同步转速。对应于50赫电源的同步转速有60、120、250、375、500、750、1000、1500和3000转/分。具体产品的实际转速则还要取决于负载大小和使用情况，如洗衣机电机规定为1370转/分。

(5) 电流(安) 指电机在额定条件下运行时定子绕组的输入电流，用来检查电机是否过载或有故障。

(6) 效率(%) 指电机在额定运行时输出功率与输入功率的比值。由于微型驱动用的电机功率较小而损耗情况复杂，所以，一般是在电机达到热稳定状态后，用测功仪直接测其输入、输出功率得到的。

(7) 绝缘等级 表示电机绕组的绝缘等级，用以决定电机的允许温升。常用的绝缘等级有A、E、B、F和H五级，对应的极限工作温度为105、120、130、155和180°C。目前，我国日用电器用的电机，其绕组的绝缘大多采用E级。

(8) 其他指标 有些经过特殊设计或供特殊使用的专用电机，铭牌上还要标明有关的技术指标，如起动电流及转矩、最大转矩或其倍数、工作方式(连续、短路或断续周期运行)、环境条件、功率因数以及绕组接线方式等。对于电容电动机，则需同时标明所用电容器的容量及其工作电压。

### 1-3. 典型结构

和普通异步电机一样，单相异步电动机也包括电路、磁路和结构件三部分，对应的基本部件为定子和转子铁心、绕组、机壳、端盖和轴承等。

(1) 定、转子铁心 用来构成电机的磁路，其中通以交变的磁通，为了减少铁耗，一般都用相互绝缘的电工钢片冲制后迭成。国外，此类电机的铁心冲片已普遍采用无硅低碳电工

制片,性能要求较高的产品则用无取向冷轧硅钢片,我国目前仍多用热轧硅钢片,型号如 D21、D31、D42、D43 及 D44 等,片厚多用 0.35 和 0.5 毫米两种。

(2) 绕组 此类电机的定子铁心槽中嵌有用漆包线绕制成的主、副两套绕组。关于定子绕组,将在第三章中作进一步讨论。如前所述,转子形式有好几种,本书只讨论用得最普遍的鼠笼型转子。它是将冲有齿槽的转子冲片经迭装并压入转轴后,在转子的每个槽内铸入铝或铝合金制成的。铸入转子槽内和端部压模内的铝导体形成一个笼形的短路绕组,而铝导体的电阻率对于电机的性能有着很大影响,因而需根据要求慎重选择牌号。

(3) 机壳 机壳一般用铸铁、铝合金或钢板制成,日用电器中用的单相异步电动机大多用铝合金压铸。它的大小即机座号按微型驱动电机国家标准的规定,可有两种表示方法:一种是以电机的轴中心线高表示,有 36、40、45、50、56、63、71、80 和 90 毫米,其固定方式和普通中小型电机一样,是用底脚安装的;另一种是以电机的机壳外径表示,有 12.5、16、20、24、28、36、45、55、70、90、110、130 和 160 毫米,其固定方式是用机壳上靠近输出轴端的凸缘或凹槽安装的。

(4) 端盖 端盖材料一般和机壳相同,单相异步电动机也多用铝合金压铸成。一些功率较小的产品,为了简化结构,降低成本,也可用钢板冲压成条状的简易端盖,用通过定子铁心的长螺杆固定在铁心两端,此时,一般可省去机壳。用凸缘或凹槽安装的电机,通常都用单面端盖形式,即机壳的一端与端盖合并成一体,从而简化结构、缩短工时,并可提高电机的装配精度。

(5) 轴承 它有滑动轴承和滚珠轴承两种。含油轴承由

于具有结构简单、成本低、噪音小及能自润滑等优点，广泛地应用于日用电器用的电机。这种轴承是一个具有弥散孔隙的海绵状烧结体，其中均匀分布的孔隙相互连接成贯通内外表面的毛细管。转轴开始转动时，转轴和轴承间的摩擦面构成旋转空气泵，将贮存在孔隙中的润滑油抽至轴承表面，形成油膜，起润滑作用。转轴停止时，在毛细作用下，润滑油又被吸入孔隙贮存起来，但由于油的表面张力，轴承表面仍保持一薄层油膜，以减少转轴重新转动时的摩擦。这种轴承在选用时，要根据运行情况确定合适的形式，如球形轴承有一定的自调心能力，加工和装配简单，但转轴的跳动相应增加，影响电机性能；圆筒形和凸缘圆筒形轴承可保证良好的电机性能，但加工要求较高，装配时，应仔细检查轴承的表面质量和几何尺寸，选择具有一定的含油率、保油性及相应的润滑油，同时，还要严格注意轴承室的加工精度和装配工艺。在电机制造厂，应尽量避免轴承表面的再加工。

## 第二章 基本原理

在分析研究各类单相异步电动机以前，本章先讨论一些通用的基本概念和分析方法。

### 2-1 基本电磁关系

#### 1. 电磁感应定律

至今生产的各种旋转电机几乎都基于电磁感应原理，因此，电磁感应定律是电机最根本的理论基础。

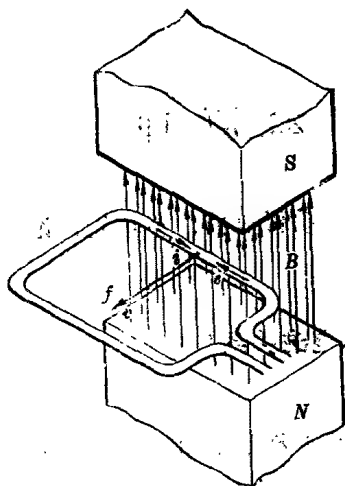
(1) 速度电势 根据实验，法拉第首先提出了一导线在均匀磁场内运动时(见图 2-1a)，其两端将产生感应电势的结论。这种电势是由导线运动产生的，因而叫速度电势。在旋转电机中，导线绕轴旋转，所以又叫旋转电势。其大小与磁场的磁密  $B$ 、导线长度  $l$  及其运动速度  $v$  成正比，可表示为

$$e = Blv \quad (2-1)$$

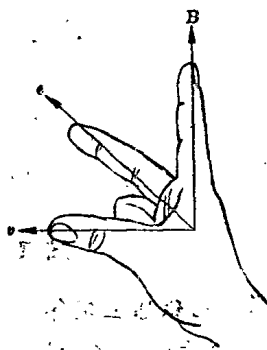
(2-1)式称为法拉第公式，是电磁感应定律的一种基本表示方法。

磁场和导线的运动都是有方向的，因此，感应的速度电势  $e$  也是有方向的。其方向可用右手法则确定，即将右手的拇、食和中三指向相互垂直的三个方向伸开，食指表示磁场方向，拇指表示导线运动方向，中指就表示了电势的方向，如图 2-1b)所示。

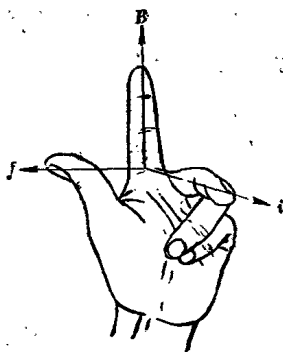
相反，如果将一导线置于均匀磁场内，并通以电流，则导线将受力并产生运动。受力的大小  $f$  正比于磁场的磁密  $B$ 、



a) 磁场内的导线



b) 右手法则



c) 左手法则

图2-1 导线在磁场内的感应现象

导线长度  $l$  及其流过的电流  $i$ , 可表示为

$$f = Bil \quad (2-2)$$

其方向可由左手法则确定, 即将左手拇、食、中三指向三个相

互垂直的方向伸开，食指表示磁场方向，中指表示电流方向，拇指就表示了导线受力的方向，如图 2-10) 所示。

(2) 变压器电势 如果处于磁场内的导线组成闭合回路，即构成线圈。当穿过此闭合回路的磁通发生变化时，闭合回路内也将产生感应电势，由于这种电势是磁通变化引起的，所以叫做变压器电势。其大小正比于穿过闭合回路的磁通  $\phi$  对时间的变化率，即

$$e = - \frac{d\phi}{dt}$$

如闭合回路为具有  $W$  匝的线圈，则上式可改写为

$$e = - W \frac{d\phi}{dt} = - \frac{d\psi}{dt} \quad (2-3)$$

(2-3) 式称为麦克斯威尔公式，是电磁感应定律的另一种基本表示方法。

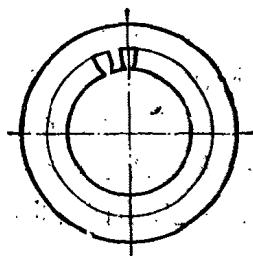
(2-3) 式中的  $\psi$  称为磁链，即磁通和它所链的线圈匝数的乘积。负号表示感应电势在线圈内产生的电流所产生的磁通将力图反对穿过闭合回路的磁通变化。例如，如果磁通的变化趋向是减少的，则由感应电势在闭合回路中产生的电流所形成的磁通方向与正在变化的磁通是一致的，即反对磁通减少的趋势。

应当指出，上述两种电磁感应定律的表示方式是完全等价的。采用那种方式，则取决于需要讨论的问题，以便尽可能地简化讨论方法及其导出的结果。

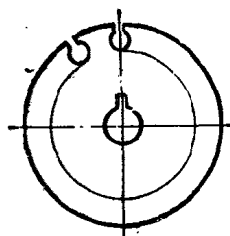
## 2-2 单相异步电动机的磁场

### 1. 结构原理

如第一章所述，定子和转子的铁心、绕组及其径向表面间的空气隙是电机内基本的电磁作用部位。单相异步电动机的



a) 定子冲片(18槽)



b) 转子冲片(12槽)

图 2-2 定、转子铁心冲片

铁心冲片形式如图 2-2 所示。嵌入定子铁心的主、副绕组的轴线在空间相互垂直，为简化分析，用一组相互垂直的等效凸极集中绕组来代替。转子绕组则是本身短路的。因此，电机的结构原理可用图 2-3 来表示。

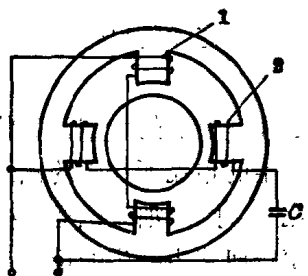


图 2-3 结构原理

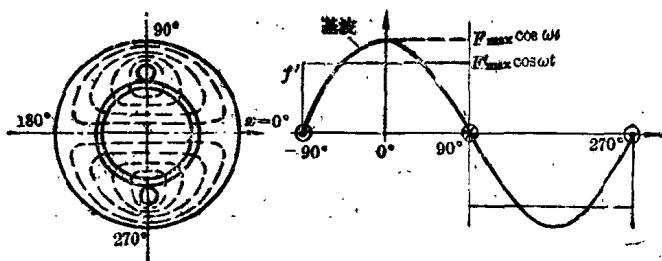
1—主绕组；2—副绕组

定子绕组接通电源后，主、副绕组分别产生磁势，合成的磁势为一旋转磁势。旋转磁势在磁路中产生的主磁通穿过气隙，进入

转子，并与转子鼠笼绕组相匝链，从而在短路的转子绕组中感应出电势，由此产生转子电流。转子电流与定子绕组的合成旋转磁势所建立的旋转磁场相互作用，使转子导体受力，导致转子旋转。这就是电动机中发生的最基本的电磁过程。

## 2. 脉振磁势及其分解

先讨论定子只有一相绕组时产生的磁势，见图 2-4。设定、转子铁心是同心的圆柱体，即气隙是均匀的，绕组为集中的整距线圈。当绕组中流过交变的电流  $i$  时，便产生一个交变



a) 磁通路径

b) 磁势波形

图 2-4 单相绕组产生的磁势

的两极磁势  $f_t$ , 其大小正比于电流  $i$  和绕组匝数  $W$  的乘积, 即

$$f_t = iW \quad (\text{安匝})$$

绕组产生的磁势是电机中建立磁场、产生磁通的根源, 相当于电路中的电势, 并与在组成电机磁路的定、转子铁心及气隙等各部分中的磁压降相平衡。它在磁路中的磁通路径如图 2-4a) 所示。由于铁心材料的磁阻远小于气隙, 所以可认为全部磁势都消耗在两个气隙中, 并均匀地分布在气隙圆周上。这样, 把气隙圆周展开后, 便得到如图 2-4b) 所示的空间矩形磁势波  $f'$ , 其高度为一个气隙中的磁压降。如绕组电流  $i$  是余弦交变的时间变量, 则磁势波的高度也随时间作余弦变化, 其表达式为

$$f' = \frac{1}{2} iW = \frac{1}{2} I_{\max} W \cos \omega t \quad (\text{安匝/极}) \quad (2-4)$$

由此可见:

(1) 在任一瞬间  $t$ , 集中绕组在均匀气隙内产生的磁势是一个空间均布的矩形波;

(2) 单相绕组产生的磁势波高度按与电流相同的正弦规



律随时间正负交变,但在空间上固定不动。这种空间位置不变而大小随时间正负交变的磁势称为脉振磁势。

分析时,一般要把空间矩形分布的气隙磁势按富氏级数分解成一系列不同周期的正弦波。其中,基波分量是与转子电流作用产生转矩的主要成分。所以,在分析电机原理时,只分析矩形磁势波中的基波分量。与图 2-4b) 矩形磁势波对应的基波分量  $f$  为

$$f = \frac{4}{\pi} f' \cos x = \frac{2}{\pi} I_{\max} W \cos \omega t \cos x = F_{\max} \cos x \cos \omega t \quad (2-5)$$

如图 2-4b) 中余弦曲线所示,  $F_{\max} = \frac{2}{\pi} I_{\max} W$  为磁势基波分量的最大值。由此可见,一个集中绕组在均匀气隙中产生的脉振磁势的基波分量,其幅值既随时间变化,又在空间上随离绕组轴线的距离  $x$  变化,即既是时间函数,又是空间函数。

将(2-5)式进行简单的三角运算,可得

$$f = \frac{1}{2} F_{\max} [\cos(x - \omega t) + \cos(x + \omega t)] \quad (2-6)$$

(2-5)和(2-6)式在数量上是完全相等的,但物理意义却完全不同。(2-5)式表示一个轴线固定不动而幅值随时间变化的脉振磁势,而(2-6)式则表示二个旋转磁势,即一个正向旋转的磁势  $f_f$  和一个反向旋转的磁势  $f_b$ , 其表达式分别为

$$\left. \begin{aligned} f_f &= \frac{1}{2} F_{\max} \cos(x - \omega t) \\ f_b &= \frac{1}{2} F_{\max} \cos(x + \omega t) \end{aligned} \right\} \quad (2-7)$$

例如:对于  $f_f$ , 在  $t=0$  时,  $f_{f0} = \frac{1}{2} F_{\max} \cos x$ , 在  $t=t_1$  时,  $f_{f1} = \frac{1}{2} F_{\max} \cos(x - \omega t_1)$ , 如图 2-5 所示。可见,在经过了时间  $t_1$

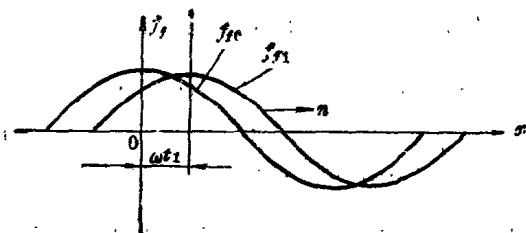


图 2-5 磁势的运动

后, 整个波形向右移动了  $\omega t_1$  位置, 也就是说,  $f_f$  在气隙圆周上顺时针转过了  $\omega t_1$  角度, 因而称为正序旋转磁势。同理,  $f_b$  是一个逆时针方向旋转的磁势, 称为负序旋转磁势。显然,  $f_f$  和  $f_b$  的幅值相等, 均为脉振磁势幅值的一半, 旋转速度也相等, 为  $\omega$ , 但旋转方向相反。

这样, 可以得到一个重要的结论: 一个空间轴线固定而大小按正弦规律分布、幅值随时间作正弦变化的脉振磁势, 可以分解成两个速度相等而方向相反的圆形旋转磁势  $f_f$  和  $f_b$ , 即

$$f = f_f + f_b$$

这一重要概念是分析单相异步电动机原理的基础。

### 3. 两相绕组产生的旋转磁势

通常, 单相异步电动机的定子上嵌有主、副两套绕组, 而且, 它们的轴线在空间上往往相差  $90^\circ$ , 副绕组中串入适当的电容后再与主绕组并联接入电网。因此, 主绕组电路是感性的, 而副绕组则可能是容性的, 即主绕组电流在时间上落后副绕组电流一个相位角  $\varphi$ 。于是, 仿照 (2-5) 和 (2-6) 式, 可写出主、副绕组此时分别产生的磁势  $f_m$  和  $f_a$ , 即

$$\begin{aligned} f_m &= F_{m\max} \cos x \cos \omega t \\ &= \frac{1}{2} F_{m\max} \cos(x - \omega t) + \frac{1}{2} F_{m\max} \cos(x + \omega t) \quad (2-8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 f_a &= F_{a\max} \cos(x-90^\circ) \cos(\omega t - \varphi) \\
 &= \frac{1}{2} F_{a\max} \cos[(x-\omega t) + (\varphi-90^\circ)] \\
 &\quad + \frac{1}{2} F_{a\max} \cos[(x+\omega t) - (\varphi+90^\circ)] \quad (2-9)
 \end{aligned}$$

如果  $\varphi=90^\circ$ ，则由(2-8)和(2-9)式，可得此时电机中产生的合成磁势  $f$  为

$$\begin{aligned}
 f &= f_m + f_a \\
 &= \frac{1}{2} (F_{m\max} + F_{a\max}) \cos(x-\omega t) \\
 &\quad + \frac{1}{2} (F_{m\max} - F_{a\max}) \cos(x+\omega t) = f_f + f_b \quad (2-10)
 \end{aligned}$$

式中

$$\left. \begin{aligned}
 f_f &= \frac{1}{2} (F_{m\max} + F_{a\max}) \cos(x-\omega t) \\
 f_b &= \frac{1}{2} (F_{m\max} - F_{a\max}) \cos(x+\omega t)
 \end{aligned} \right\} \quad (2-11)$$

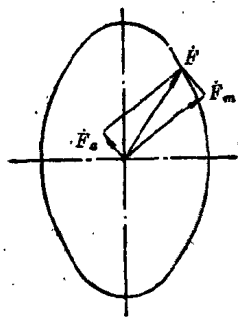


图 2-6 合成磁势

用有效值相量表示时，可仿照  $U_R$ 、 $U_L$  及  $U_0$  间的相位关系，写成

$$\left. \begin{aligned}
 \dot{F}_f &= \frac{1}{2} (\dot{F}_m - j\dot{F}_a) \\
 \dot{F}_b &= \frac{1}{2} (\dot{F}_m + j\dot{F}_a)
 \end{aligned} \right\} \quad (2-12)$$

即合成磁势  $\dot{F}$  同样可以分解成正序和负序两个圆形旋转磁势  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$ ，此时， $\dot{F}$  已不再是脉振磁势，而是椭圆形的旋转磁势，其长轴为  $(F_m + F_a)$ ，

短轴为  $(F_m - F_a)$ ，如图 2-6 所示。

在这种情况下，电机中存在一个由两相绕组产生的空间

合成旋转磁势,于是,电机产生旋转转矩,即能自行起动。只是,由于负序磁势  $F_b$  的反向制动作用,旋转转矩的大小将受到一定的影响。显然,当两相磁势幅值相等时,由(2-11)式可知,  $f_b=0$ ,电机内只存在正向旋转的磁势  $f_f$ ,此时,电机的性能指标最佳。

对于单相异步电动机来说,力图消除负序磁势的影响,即尽可能地使主、副绕组产生一个接近圆形的合成旋转磁势,以获得最佳的电机性能,是产品设计的基本出发点。

### 3. 电机磁路

如上所述,电机是利用其磁势所建立的磁场与运动的导体和导体中的电流相互作用而工作的,因此,电机内必须有一定大小的磁通及其闭合路径,这种磁通的闭合回路称为电机的磁路。分析时,为了运用电路的常规方法,如欧姆定律、塞尔霍夫定律和串并联规则等,通常采用一些对应于电路的磁路变量,如表 2-1 所示。

表 2-1 电量和磁量的对应

磁 路	电 路
磁势 $f=iW$ (安匝)	电势 $e$ (伏)
磁通 $\phi$ (韦伯)	电流 $i$ (安)
磁场强度 $H$ (安/米)	电场强度 $E$ (伏/米)
磁通密度 $B=\mu H$ (特斯拉)	电流密度 $j$ (安/米 <sup>2</sup> )
导磁率 $\mu$ (亨/米)	导电率 $\gamma=1/\rho$ (西门子/米)
磁阻 $R$ (1/亨)	电阻 $R$ (欧)
磁导 $\lambda=1/R$ (亨)	电导 $G=1/R$ (西门子)

图 2-7 是一台四极单相异步电动机内主磁通的路径,共有四个相互对称的磁通闭合回路。实际分析和计算时,可取其中一路,并根据各部分的材料和几何形状分成若干段,使每

一段内的磁通、导磁率和截面积大致相同,从而简化为一条具

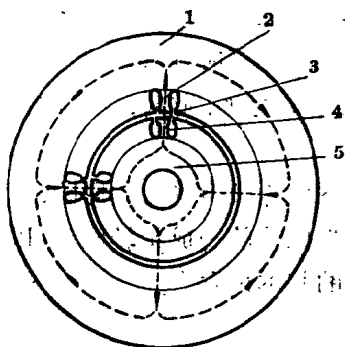


图 2-7 主磁通路径

1—定子轭; 2—定子齿; 3—气隙;  
4—转子齿; 5—转子轭

有集中参数的磁路,以便使用与电路相仿的方法进行分析。由图 2-7 可见,主磁通路径可分为五个组成部分,即气隙(二个)、定子齿(二个)、转子齿(二个)、定子轭和转子轭。其中,气隙和定、转子齿中的主磁通为  $\phi_1$ , 进入定、转子轭内则分成二路,所以轭部磁通为  $\phi_1/2$ 。

设磁路各部分的长度和截面积如表 2-2 所示,则可仿照电路中的基尔霍夫回路定律,写出磁势平衡方程式为

$$\begin{aligned} F &= F_\delta + F_{is} + F_{ir} + F_{js} + F_{jr} \\ &= 2H_\delta \delta + 2H_{is} h_{is} + 2H_{ir} h_{ir} + H_{js} l_{js} + H_{jr} l_{jr} \end{aligned} \quad (2-13)$$

式中,  $F$  表示闭合磁路需要的总磁势,为磁势波基波分量的幅值,  $H$  为作用于单位长度磁路上的磁势,即磁场强度。因此, (2-13) 式表示沿一个闭合磁路的总磁势等于其磁路内各部分的磁压降之和。

表 2-2 各部分磁路的几何尺寸

	气 隙	定子齿	转子齿	定子轭	转子轭
磁路长度	$\delta$	$h_{is}$	$h_{ir}$	$\frac{\pi(D_{is} + D_{ir})}{2p}$	$\frac{\pi(D_{js} + D_{jr})}{2p}$
截面积	$\alpha r l'$	$b_{is} l_s$	$b_{ir} l_R$	$h_{js} l_s$	$h_{jr} l_R$

注:  $l' = (l_s + l_R)/2$ ,  $l_s$  和  $l_R$  分别为定子和转子的铁心长度。

整个磁路中,  $\delta$  虽很小, 但其磁阻远大于铁心材料的磁阻, 所以  $F_\delta$  在总磁势  $F$  中占很大比例。有时, 为简化分析, 甚至可以忽略铁心中的磁压降, 即可以看成  $F \approx F_\delta$ 。铁心中的磁通密度  $B$  和磁场强度  $H$  的关系是非线性的, 计算时应根据所用材料的磁化曲线按  $B$  查得  $H$  值。由于齿宽  $b_i$  较小, 所以通过相同的磁通时, 齿部内可能会出现磁的饱和现象, 致使其中的磁压降显著增加。因此, 分析计算时经常用  $F_\delta$  乘一饱和系数  $K_\mu$  后作为磁路总的磁压降, 以考虑铁心中的磁压降, 即(2-13)式可简化为

$$F = F_\delta + \sum F_{\delta_i} \approx K_\mu F_\delta = 2K_\mu H_\delta \delta \quad (2-14)$$

#### 4. 漏磁通和漏电抗

定子绕组电流产生的磁势在磁路中产生的磁通, 大部分经过气隙进入转子, 因而同时与定子和转子绕组匝链, 产生使电机旋转的有效转矩, 这种磁通称为主磁通  $\phi_1$ 。但实际上, 总还有一部分磁通只与定子绕组本身匝链, 这部分磁通并不产生电机的有效转矩, 称为漏磁通  $\phi_\sigma$ 。漏磁通也是随定子电流交变的, 并在定子绕组中感应出自感电势, 对应的电抗称为漏电抗, 简称漏抗。

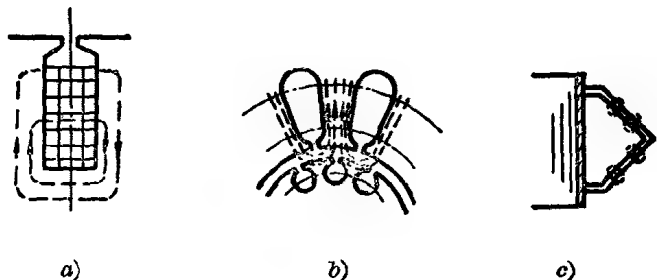


图 2-8 定子漏磁通

一般, 定子漏抗主要由槽漏抗  $X_{ss}$ 、齿顶漏抗  $X_{ts}$  及端部漏抗  $X_{es}$  三部分组成, 见图 2-8。

(1) 槽漏抗  $X_{ss}$  定子齿中通过的磁通, 其中有一部分从槽的一壁穿过槽内空间到达槽的另一壁而闭合, 如图 2-8a) 所示, 这种磁通即槽漏磁通, 对应的电抗称为槽漏抗。

(2) 齿顶漏抗  $X_{ts}$  定子齿内的磁通虽进入气隙, 但并未到达转子就直接返回定子另一齿, 或到达转子后只经过转子齿顶就返回定子, 称为齿顶漏磁, 如图 2-8b) 所示。与齿顶漏磁对应的漏电抗称为齿顶漏抗。

(3) 端部漏抗  $X_{es}$  绕组在伸出铁心两端的端部处, 其中的电流产生的磁通仅与此绕组端部匝链, 如图 2-8c) 所示, 其对应的电抗称为端部漏抗。

另外, 定子磁势除了基波分量外, 还包含有一系列高次谐波分量, 它们在磁路中产生的磁通虽然也同时匝链定、转子绕组, 但基本上不产生对电机正常运行有用的转矩, 因此也可看成是一种漏磁通, 其对应的电抗称为谐波漏抗  $X_{vs}$ 。

定子总漏抗  $X_s$  应是上述几种漏抗的和, 即

$$X_s = X_{ss} + X_{ts} + X_{es} + X_{vs} \quad (2-15)$$

同样, 电机在正常运行时, 转子绕组中也有电流并由此产生磁通。其中, 仅与转子绕组本身匝链的磁通部分称为转子漏磁通, 其对应的电抗即转子漏抗  $X_R$ 。

当定、转子铁心槽为斜槽时, 还会存在取决于斜槽系数的斜槽漏磁, 与之对应的电抗称为斜槽漏抗。

## 5. 等效气隙和气隙系数

单相异步电动机的定、转子圆周上都有齿和槽, 且由于齿部材料的导磁率远大于槽内空气的导磁率, 故电机的主磁通大部分集中于齿部。因此, 气隙的几何形状及其磁通密度分

布是十分复杂的,这就给分析和计算造成了极大的困难。为此,实际计算时,通常都用一个等效的光滑气隙来代替实际开有齿槽的不均匀气隙。

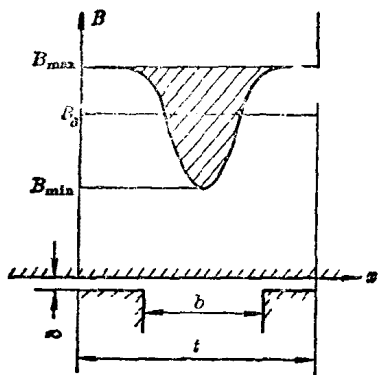


图 2-9 气隙磁密分布

如设转子为光滑气隙,即只考虑定子齿槽的影响,则气隙中的磁密分布如图 2-9 所示。显然,槽下的磁密要比齿下小得多,其变化如图阴影部分的轮廓曲线。可见,由于槽的影响,使一个齿距  $t$  内的磁通  $B_{\max} t l'$  减少了  $s l'$  ( $s$  为阴影部分面积),取一  $B_{\delta}$  值,使  $B_{\delta} t l'$  等于一个齿距内的实际总磁通,即  $B_{\delta} t l' = B_{\max} t l' - s l'$ ,显然,  $B_{\delta} < B_{\max}$ , 相当于将实际气隙  $\delta$  增加为  $\delta_{eq}$ , 其表达式为

$$\delta_{eq} = K_{\delta s} \delta \quad (2-16)$$

式中,  $\delta_{eq}$  称为等效气隙,  $K_{\delta s}$  称为定子气隙系数。

反之,如设定子表面光滑,只考虑转子齿槽时,则同样有一相应的转子气隙系数  $K_{\delta R}$ 。

定、转子同时存在齿槽时,气隙系数为

$$K_{\delta} = K_{\delta s} K_{\delta R} \quad (2-17)$$

$K_{\delta}$  的大小主要取决于气隙长度和槽口宽度,一般在 1.1~1.4 范围内。

## 6. 激磁电抗 $X_m$

定子主、副绕组产生的合成磁势在电机磁路中产生的主磁通  $\phi_1$ , 要在定子绕组本身中感应自感电势。令定子绕组的匝数为  $W$ , 其中流过激磁电流  $I_m$  时产生的自感电势为  $E_m$ ,



则其对应的电抗称为电机的激磁电抗  $X_m$ ，定义为

$$X_m = \frac{E_m}{I_m} \quad (2-18)$$

合成的旋转磁势建立的磁场在空间的旋转速度即同步转速  $n_0$ ，取决于电源频率  $f$  和电机的极对数  $p$ ，即

$$n_0 = \frac{60f}{p}$$

因此，旋转的磁场和固定的绕组间有着相对运动。由 (2-1) 式，每根有效导体产生的感应电势最大值为

$$\begin{aligned} E'_{\max} &= B_\delta l' v \times 10^{-8} = B_\delta l' \frac{\pi D_{is} n_0}{60} \times 10^{-8} \\ &= 2B_\delta l' \tau f \times 10^{-8} \quad (\text{伏}) \end{aligned} \quad (2-19)$$

式中  $B_\delta$ ——气隙磁密的最大值(高斯)；

$l'$ ——铁心平均长度，又称铁心计算长度(厘米)；

$D_{is}$ ——定子铁心内径(厘米)；

$\tau$ ——极距， $\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p}$  (厘米)。

每个线圈都有二条边串联，如是整距绕组，则二条线圈边在空间相隔一个极距  $\tau$ ，分别产生大小相等方向相反的感应电势。因此，一个匝数为  $W$  的绕组中产生的总电势应是  $2W E'_{\max}$ ，再用有效值  $E_m = E'_{\max} / \sqrt{2}$  表示，则 (2-19) 式成为

$$E_m = 2 \sqrt{2} f W B_\delta \tau l' \times 10^{-8} \quad (\text{伏}) \quad (2-20)$$

参照图 2-4b) 可见，在一对磁极组成的闭合磁路中，由一对极的绕组产生的磁势为

$$F_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_m W}{p} \quad (\text{安匝}) \quad (2-21)$$

式中： $W/p$  为每对磁极的绕组匝数； $\sqrt{2} I_m$  为正弦交变的激磁电流幅值； $2/\pi$  是等式左边的矩形磁势波高度与右边正弦

交变量幅值之间的变换系数。

$F_1$  应等于此磁路内各部分磁压降之和, 由(2-21)式并考虑(2-14)和(2-17)式, 则可得

$$F_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{I_m W}{p} = 2K_\mu K_\delta H_\delta \delta = \frac{2}{\mu_0} K_\mu K_\delta B_\delta \delta$$

即 
$$B_\delta = \frac{\sqrt{2}\mu_0}{\pi} \cdot \frac{I_m W}{pK_\mu K_\delta \delta}$$

式中  $\mu_0$ ——空气中的导磁率,  $\mu_0 = 0.4\pi$  亨/米。将  $B_\delta$  的关系式代入(2-20)式, 得

$$E_m = \frac{4\mu_0}{\pi} \cdot \frac{fW^2 \tau l'}{pK_\mu K_\delta \delta} I_m \times 10^{-8}$$

再将上式代入(2-18)式, 则得激磁阻抗为

$$X_m = \frac{4\mu_0}{\pi} \cdot \frac{fW^2 \tau l'}{pK_\mu K_\delta \delta} \times 10^{-8} \quad (2-22)$$

## 2-3 电压方程式和等值电路图

对电机进行实际分析时, 通常都用等值电路法, 即用电路形式等效地表示电机内部电和磁的关系, 然后运用电路的常规方法讨论。在建立电机等值电路前, 应先设法将电机旋转时的参数和变量变换成对应的静止量, 再将不同的几个绕组变换到其中的一个基准绕组。

### 1. 单相异步电动机的分解

单相异步电动机定子绕组产生的合成磁势, 一般是一个在空间旋转的椭圆磁势。对此, 有两种分析理论, 即交轴磁场法和旋转磁场法。这两种方法是完全等效的, 即分析结果相同, 且可相互转换。它们的出发点都是分解合成磁势, 但前者分解成空间分别沿直轴和横轴固定不动、而幅值随时间变化的两个相互垂直的分量, 后者则分解成空间以同一转速正反

相对运动、而幅值恒定不变的两个旋转分量。根据单相异步电动机的特点，本书采用旋转磁场法。

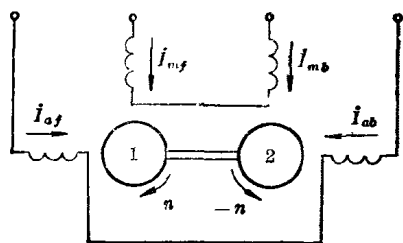


图 2-10 电机的分解

1—正序电机；2—负序电机

在建立了必要的线性简化假定后，电机内合成的椭圆旋转磁势，可以分解为正序和负序两个圆形旋转磁势，它们分别在电机磁路中产生磁通，与定、转子绕组

匝链，进行电磁感应。分析时，可以把一台单相异步电动机看成是由正序和负序两台单相异步电动机串联组成的，如图 2-10 所示。图中，分解后的正序和负序两台电机的主、副绕组分别串联，而使主绕组产生的磁势方向相同，副绕组则相反，每一电机每个绕组的匝数分别等于实际电机的一半，即

$$\left. \begin{aligned} W_{mf} &= W_{mb} = W_m/2 \\ W_{af} &= W_{ab} = W_a/2 \end{aligned} \right\} \quad (2-23)$$

因此，两台电机主、副绕组产生的磁势幅值分别相等，它们的合成磁势幅值也相等，旋转速度都等于同步转速  $n_0 = 60 f/p$ ，但转向相反。如正序电机的转子转速为  $n$ ，则令

$$S = \frac{n_0 - n}{n_0}$$

$S$  称为电机的转差率。此时，负序电机的转子转速为  $-n$ ，转差率为

$$\frac{-n_0 - n}{-n_0} = \frac{2n_0}{n_0} - \frac{n_0 - n}{n_0} = 2 - S$$

## 2. 转子绕组的电势和电流

在讨论电机的电压方程式和等值电路图前，需先导出转

子绕组的电势和电流。单相异步电动机的转子是一个短路的鼠笼绕组，其特点和普通三相异步电动机相同，绕组的相数  $m_R$  等于鼠笼导条数即转子齿数  $Z_2$ 。因此，每相匝数为 1 根导条即  $1/2$  匝，而其极数不定，总是与定子绕组的极数相同。

在正序电机中，定子主磁通  $\phi_1$  在空间以同步转速  $n_0$  旋转，并以  $(n_0 - n)$  的相对速度切割转子绕组，因此，转子绕组中感生电势及其电流的交变频率为

$$f_R = \frac{p(n_0 - n)}{60} = \frac{pn_0}{60} \cdot \frac{n_0 - n}{n_0} = Sf \quad (2-24)$$

式中， $f = \frac{pn_0}{60}$  是定子绕组中电流的频率，即电源频率。

参照(2-20)式，可写出转子绕组感应电势的有效值为

$$\begin{aligned} E'_{Rf} &= 2\sqrt{2} f_R W_R B_\delta \tau l' \times 10^{-8} \\ &= \sqrt{2} \pi S f W_R \phi_1 \times 10^{-8} \quad (\text{伏}) \end{aligned}$$

式中  $\phi_1$  —— 定子每极主磁通， $\phi_1 = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau l'$ 。

转子静止，即  $n=0$ ， $S=1$  时， $f_R=f$ ，此式成为

$$E_{Rf} = \sqrt{2} \pi f W_R \phi_1 \times 10^{-8} \quad (\text{伏}) \quad (2-25)$$

可见，

$$E'_{Rf} = S E_{Rf} \quad (2-26)$$

$E'_{Rf}$  将在短路的转子绕组中产生电流  $I'_{Rf}$ ，显然，此电流同样要产生转子磁势  $F_R$  和转子磁通  $\phi_R$ ，与定、转子绕组匝链后，形成了与定子对应的转子激磁电抗  $X'_{mRf}$  和转子漏抗  $X'_{Rf}$ 。它们与静止时的转子激磁电抗  $X_{mRf}$  和转子漏抗  $X_{Rf}$  之间的关系为

$$\left. \begin{aligned} X'_{mRf} &= S X_{mRf} \\ X'_{Rf} &= S X_{Rf} \end{aligned} \right\} \quad (2-27)$$

◆ 转子绕组的每相电阻为  $R_{Rf}$ ，它在电机旋转和静止时是不

变的,因此,每相转子的漏阻抗  $Z'_{Rf}$  为

$$Z'_{Rf} = R_{Rf} + jS X_{Rf} \quad (2-28)$$

短路的转子绕组端电压为零,所以,  $E'_{Rf}$  应与  $I'_{Rf}$  在  $Z'_{Rf}$  上的压降相平衡,即

$$\dot{E}'_{Rf} = \dot{I}'_{Rf} Z'_{Rf} = \dot{I}'_{Rf} (R_{Rf} + jS X_{Rf})$$

于是

$$\dot{I}'_{Rf} = \frac{S \dot{E}_{Rf}}{R_{Rf} + jS X_{Rf}} = \frac{\dot{E}_{Rf}}{\frac{R_{Rf}}{S} + j X_{Rf}} \quad (2-29)$$

(2-24)~(2-29)式表示,旋转时的电机参数和变量都可以用静止时的对应量和转差率计算。

负序电机的推导过程和结果与正序电机完全相同,只是有关式中的  $S$  要改成  $(2-S)$ ,下标  $f$  改成  $b$ 。

### 3. 电压方程式和等值电路图

先讨论正序电机。当电机静止不动时,相当于一个在同一铁心上绕有初、次级线圈的变压器,定子绕组为初级线圈,转子绕组为短路的次级线圈。仿照变压器原理,沿其初级和次级线圈回路,可以按基尔霍夫回路定律分别写出电压平衡方程式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}_{sf}(R_{sf} + jX_{sf}) - \dot{E}_{msf} \\ 0 &= \dot{I}_{Rf}(R_{Rf} + jX_{Rf}) - \dot{E}_{mRf} \end{aligned} \right\} \quad (2-30)$$

显然,(2-30)式和图 2-11a) 电路图的回路方程式是一致的,因此,图 2-11a) 可称为正序电机的等值电路。也就是说,对等值电路图 2-11a) 的分析可以等效地讨论电机内部的电磁关系。

如果初级和次级线圈相同,则同一磁通匝链两线圈后产生相等的感应电势,即  $E_{msf} = E_{mRf} = E_{mf} = I_{mj} X_{mf}$ 。也就是

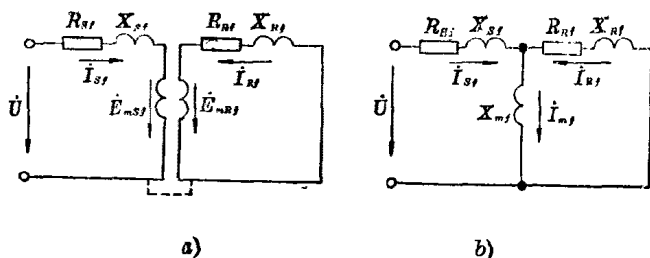


图 2-11 静止正序电机的等值电路

线圈两端的电位相等，于是，图 2-11a) 就可以画成图 b) 形式，而不改变电路中各量之间的相互关系。图 b) 中，按 (2-18) 式的定义，感应电势  $E_{mf}$  已用激磁电流  $I_{mf}$  和激磁电抗  $X_m$  代替。可见，一个静止的电机可以看成是一个并不复杂的电阻和电抗的串并联电路，分析起来就简便多了。

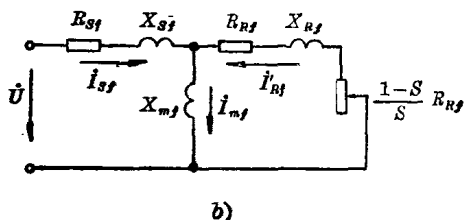
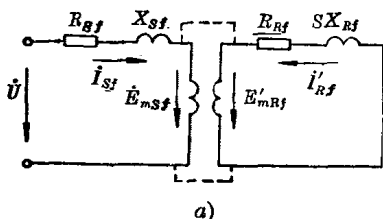


图 2-12 旋转时正序电机的等值电路图

当电机以转差率  $S$  旋转时，利用 (2-26) ~ (2-29) 式的折算关系，可以很方便地写出此时的电压方程式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}_{sf}(R_{sf} + jX_{sf}) - \dot{E}_{msf} \\ 0 &= \dot{I}'_{rf}(R_{rf} + jSX_{rf}) - \dot{E}'_{msf} \end{aligned} \right\} \quad (2-31)$$

其等值电路图如图 2-12a) 所示。

(2-31) 式的第 2 式就是 (2-29) 式，可进一步写成

$$\begin{aligned}\dot{E}_{mRf} &= \frac{\dot{E}'_{mRf}}{S} = \dot{I}'_{Rf} \left( \frac{R_{Rf}}{S} + j X_{Rf} \right) \\ &= \dot{I}'_{Rf} (R_{Rf} + j X_{Rf}) + \dot{I}'_{Rf} \frac{1-S}{S} R_{Rf} \quad (2-32)\end{aligned}$$

可见, 电机旋转时, 相当于在等值电路中增加一个随  $S$  变化的电阻  $\frac{1-S}{S} R_{Rf}$ , 等效地称为电机的负载电阻。于是, 一台旋转的电机就可以用静止时的电机参数和一个负载电阻来讨论, 其等值电路如图 2-12b) 所示。

对于负序电机, 推导的过程和结果完全相同, 只是正序电机中的转差率  $S$  应改为  $(2-S)$ , 下标  $f$  改为  $b$ , 对应的负载电阻为  $\frac{S-1}{2-S} R_{Rb}$ 。

分别得到正序和负序电机的等值电路后, 按图 2-10 的原则相加, 就可以得到两台单相异步电动机合成的等值电路, 如图 2-13a) 所示。

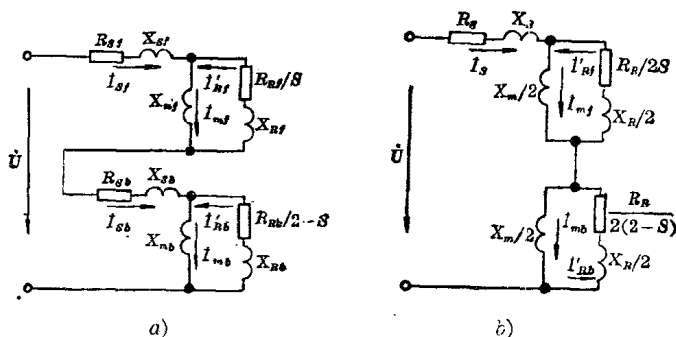


图 2-13 单相异步电动机的等值电路

根据图 2-10 的原则, 电机的正序和负序旋转磁势是由定子主、副绕组合成产生的。而且, 每个绕组都分别分成相等的两部分, 然后分别串联, 因此, 应该有如下关系:

$$I_{sf} = I_{sb} = I_s \quad X_{sf} = X_{sb} = X_s/2$$

$$R_{sf} = R_{sb} = R_s/2 \quad X_{mf} = X_{mb} = X_m/2$$

相应地, 转子绕组也有如下关系:

$$R_{Rf} = R_{Rb} = R_R/2$$

$$X_{Rf} = X'_{Rb} = X_R/2$$

于是, 图 2-13a) 可以画成图 b) 的形式。

#### 4. 绕组的折算

上述等值电路的推导过程中, 假定条件是定、转子绕组完全相同, 因而有  $E_{msf} = E_{mRf} = E_{r,f}$ 。实际上, 电机定、转子绕组通常是不相同的。所以, 在实际分析时, 要设法保持这一假定条件。一般, 可以采用所谓折算的方法, 进行绕组折算, 将转子绕组折算到定子绕组, 即用一个相数和匝数都与定子绕组相同的假想绕组来代替实际的转子绕组。而使折算前后, 电机内部的电和磁以及能量关系都保持不变, 也就是折算前后的转子磁势保持不变。显然, 折算后的转子绕组参数及其中的电流和电势等都要相应变化。

设定子绕组的匝数为  $W_s$ , 相数为  $m_s$ ; 转子绕组的匝数为  $W_R$ , 相数为  $m_R$ ; 两绕组的匝数比为  $K' = W_R/W_s$ , 仍用带撇的符号表示折算后的量。

由折算前后转子磁势  $F_R$  不变, 可得

$$F_R = m_R I_R W_R = m_s I'_R W_s$$

因此

$$I'_R = \frac{m_R W_R}{m_s W_s} I_R = \frac{m_R}{m_s} K' I_R \quad (2-33)$$

因定子磁势在折算前后不变, 则主磁通  $\phi_1$  不变。当电机静止时, 由 (2-25) 式, 折算后的转子电势  $E'_R$  为

$$E'_R = \sqrt{2} \pi f W_s \phi_1 \times 10^{-8}$$

与 (2-25) 式相比, 可得



$$E'_R = \frac{W_S}{W_R} E_R = \frac{1}{K'} E_R \quad (2-34)$$

由于折算前后的能量关系不变, 转子绕组的有功损耗和无功损耗也都不变, 因此有

$$m_S I_R'^2 R_R = m_R I_R^2 R_R$$

$$m_S I_R'^2 X_R = m_R I_R^2 X_R$$

利用(2-33)式的关系, 经整理后可得

$$R'_R = \frac{m_R}{m_S} \left( \frac{I_R}{I'_R} \right)^2 R_R = \frac{m_S}{m_R} \cdot \frac{1}{K'^2} R_R$$

$$X'_R = \frac{m_R}{m_S} \left( \frac{I_R}{I'_R} \right)^2 X_R = \frac{m_S}{m_R} \cdot \frac{1}{K'^2} X_R$$

转子阻抗  $Z'_R$  为

$$Z'_R = \frac{m_S}{m_R} \cdot \frac{1}{K'^2} (R_R + j X_R) = \frac{m_S}{m_R} \cdot \frac{1}{K'^2} Z_R \quad (2-35)$$

当电机以转差率  $S$  旋转时, 可以用同样的折算关系, 先折算为静止时的量, 再折算到定子绕组边, 最后得到

$$R'_R = \frac{m_S}{m_R} \cdot \frac{1}{K'^2} R_R$$

$$X'_R = \frac{m_S}{m_R} \cdot \frac{1}{K'^2} S X_R$$

转子阻抗  $Z'_R$  为

$$Z'_R = \frac{m_S}{m_R} \cdot \frac{1}{K'^2} (R_R + j S X_R) \quad (2-36)$$

利用这些折算关系, 电机旋转时的转子绕组就可以用一个与定子绕组相同的静止假想绕组来代替。此时, 折算后的转子激磁电势与定子的激磁电势相等, 使等值电路得到简化。但转子回路的参数和电流等, 都必须用折算后的对应量。

另外, 单相异步电动机定子的主、副绕组, 在一般情况下, 它们的轴线并不一定相互垂直, 匝数也不同, 是两个不对称的

绕组。同时,副绕组回路中还串有电容,所以,同一电源电压在两绕组中的电流幅值和时间相位都不相同,从而成为两相不对称的电流通入两相不对称的绕组这样一种复杂情况。它所产生的合成椭圆旋转磁势,虽然也可用旋转磁场理论分析,但首先必须解决两个问题,即将两相不对称的绕组折算成对称两相绕组,并将两相不对称的电流分解成对称的两相电流。

绕组的折算和将转子绕组折算到定子绕组的方法相同,一般是将副绕组折算到主绕组,即用一个与主绕组完全相同的假想绕组来等效代替实际的副绕组,而保持电机内部的电磁关系不变,也就是保持副绕组产生的磁势不变。设主、副绕组的匝数分别为  $W_m$  和  $W_a$ , 匝数比  $K = W_a/W_m$ , 两绕组相数相同,又都在定子上固定不动,参照前述电机静止时转子绕组的折算方法,可得相似的折算关系如下:

$$\left. \begin{aligned} I'_a &= K I_a \\ E'_a &= E_a / K \\ R_m &= R_a / K^2 \\ X_m &= X_a / K^2 \end{aligned} \right\} \quad (2-37)$$

经过折算后,副绕组已和主绕组完全一样,但其中的电流还不对称,即两绕组的电流幅值不等,相位也不相差  $90^\circ$ 。此时,可以仿照将磁势分解成正、负序分量的方法,将主、副绕组的电流各自分解成一对正序和负序电流,并使它们正好相差  $90^\circ$ , 即

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_m &= \dot{I}_{mf} + \dot{I}_{mb} \\ \dot{I}'_a &= \dot{I}'_{af} + \dot{I}'_{ab} \\ \dot{I}'_{xf} &= j \dot{I}_{mf} \\ \dot{I}'_{xb} &= -j \dot{I}_{mb} \end{aligned} \right\} \quad (2-38)$$

于是, 可得  $\dot{I}'_a = j(\dot{I}_{mf} - \dot{I}_{mb})$

此式与(2-38)式第一式联立求解, 得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{mf} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_m - j\dot{I}'_a) \\ \dot{I}_{mb} &= \frac{1}{2}(\dot{I}_m + j\dot{I}'_a) \end{aligned} \right\} \quad (2-39)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}'_{af} &= j\dot{I}_{mf} = \frac{1}{2}(\dot{I}'_a + j\dot{I}_m) \\ \dot{I}'_{ab} &= -j\dot{I}_{mb} = \frac{1}{2}(\dot{I}'_a - j\dot{I}_m) \end{aligned} \right\}$$

即不对称的电流  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}'_a$  可以分解成一组对称的正序电流  $\dot{I}_{mf}$  和  $\dot{I}'_{af}$  以及一组对称的负序电流  $\dot{I}_{mb}$  和  $\dot{I}'_{ab}$ 。于是, 对称的正序电流  $\dot{I}_{mf}$  和  $\dot{I}'_{af}$  通过经折算的两相对称绕组产生正序的圆形旋转磁势, 而对称的负序电流  $\dot{I}_{mb}$  和  $\dot{I}'_{ab}$  通过经折算的两相对称绕组则产生负序的圆形旋转磁势。因此, 单相异步电动机的合成椭圆旋转磁势, 就可以按旋转磁场理论, 用两个圆形旋转磁势来分析。

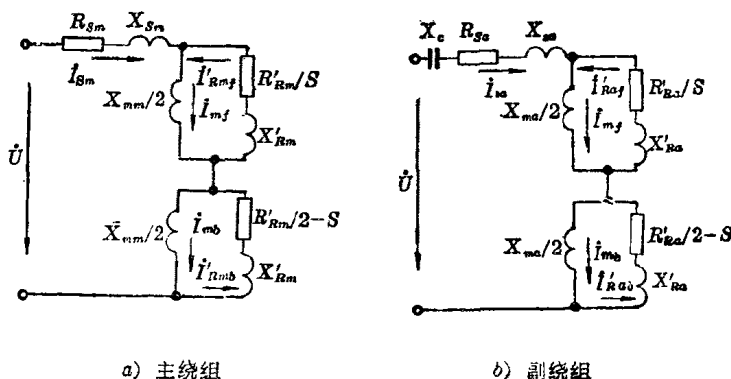


图 2-14 主、副绕组回路等值电路

根据图 2-13b), 可以分别画出正序和负序的主、副绕组的等值电路, 如图 2-14a) 和 b) 所示。但应指出, 在电机正常运行时, 由于主、副相绕组回路中的电流和参数是要相互影响的, 所以它们的等值电路不能完全分开。

## 2-4 相 量 图

一个正弦交变的变量可以用旋转的相量来表示。相量的大小一般表示变量的有效值, 方向表示相位角, 两相量的夹角则表示两个变量间的相位差。如果将电机内部的磁势、磁通等磁量和电势、电压、电流等电量用相应的相量图表示时, 就可以更清楚地看出它们之间的相互关系, 便于理解电机内部电和磁的关系。

### 1. 磁势相量图

(2-7)式表示单相集中绕组产生的脉振磁势  $f$  可以分解成幅值相等而转向相反的两个旋转分量  $f_f$  和  $f_b$ , 如分别用相量  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$  表示成图 2-15, 则物理概念就十分清楚。图中, 取  $x=0$  处的磁势有效值, 当  $\omega t=0$  时, 如图 a) 所示, 此时由 (2-7)式可知,  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$  的大小相等, 且方向即相位相同。当  $0<\omega t<90^\circ$  时, 如图 b) 所示, 此时  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$  分别以角速度  $\omega$  向正反方向转过  $\omega t$  电角度, 而幅值不变, 因此, 合成磁势  $\dot{F}$  方向不变, 但大小减少。同样, 当  $\omega t=90^\circ$  时, 如图 c) 所示, 此时  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$  方向相反,  $\dot{F}$  为 0。当  $90^\circ<\omega t<180^\circ$  时, 如图 d) 所示, 此时  $\dot{F}$  方向与开始时相反。当  $\omega t=180^\circ$  时, 此时  $\dot{F}$  达到反向最大值。可见, 两个旋转磁势分量  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$  随时间正反向相对旋转, 而合成磁势  $\dot{F}$  则始终在一个方向上脉振。

(2-10)式表示由定子主、副绕组产生的合成磁势, 也取  $x=0$  处的有效值, 可画出其相量图, 如图 2-16 所示。当  $\omega t=$

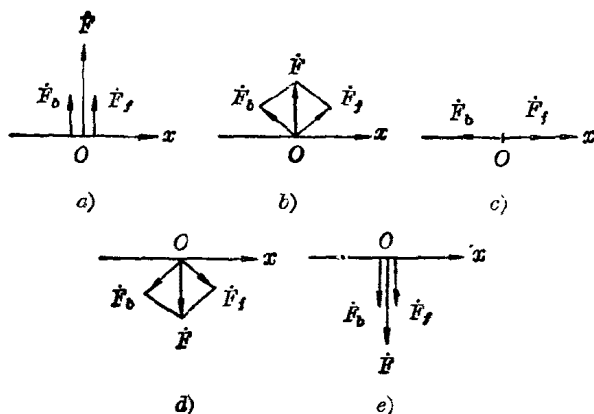


图 2-15 脉振磁势

0 时, 由(2-10)式可知,  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$  的相位相同,  $\dot{F}$  的端点为  $A$ 。当  $0 < \omega t < 90^\circ$  时,  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$  分别向二边转过  $\omega t$  电角度, 合成后  $\dot{F}$  的端点为  $B$ 。当  $\omega t = 90^\circ$  时,  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$  相位相差  $180^\circ$ , 且  $\dot{F}$  和  $\dot{F}_f$  同相,  $\dot{F}$  的端点为  $C$ 。由此可见, 随着  $\omega t$  的变化,  $\dot{F}$  的端点轨迹为一个椭圆。也就是说, 两个转向相反的正负序旋转磁势  $\dot{F}_f$  和  $\dot{F}_b$ , 合成后成为一个椭圆旋转磁势  $\dot{F}$ 。

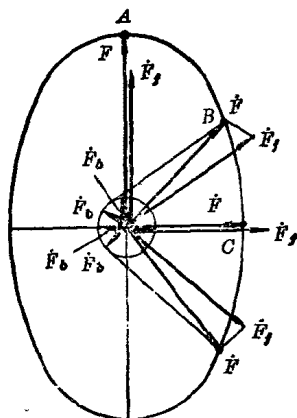


图 2-16 椭圆磁势图

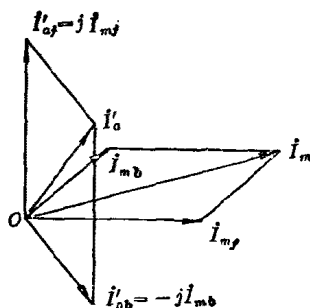


图 2-17 电流相量图

## 2. 电流相量图

(2-38)式表示将主绕组电流  $\dot{I}_m$  和折算后的副绕组电流  $\dot{I}'_a$  分别分解为对称的正、负序电流分量,其相量图如图 2-17 所示。图中,分解以后的分量幅值对应相等,方向相互垂直,且  $\dot{I}'_{af}$  超前于  $\dot{I}_{mf}$   $90^\circ$  电角度,  $\dot{I}'_{ab}$  落后于  $\dot{I}_{mb}$   $90^\circ$  电角度,即如(2-38)式所示,  $\dot{I}'_{af} = j\dot{I}_{mf}$  和  $\dot{I}'_{ab} = -j\dot{I}_{mb}$ 。因此,由图可以清楚地看出主、副绕组的电流  $\dot{I}_m$ 、 $\dot{I}'_a$  与正序电流  $\dot{I}_{mf}$ 、 $\dot{I}'_{af}$  和负序电流  $\dot{I}_{mb}$ 、 $\dot{I}'_{ab}$  间的相互关系及其变换。

## 3. 电路相量图

对于等值电路图为图 2-14 的电容电动机,利用前述概念,可以沿回路画出相应的电路相量图,用来表示电路中各量的相互关系。对电机施加电源电压  $\dot{U}$  后,主绕组和副绕组回路中分别有电流  $\dot{I}_{sm}$  和  $\dot{I}'_{sa}$ 。且前者是感性的,落后于  $\dot{U}$ ,后者是容性的,超前于  $\dot{U}$ 。超前和落后的电角度则取决于各个回路的阻抗、激磁阻抗和电容的容抗。因此,它们的关系可先画出,如图 2-18 所示。

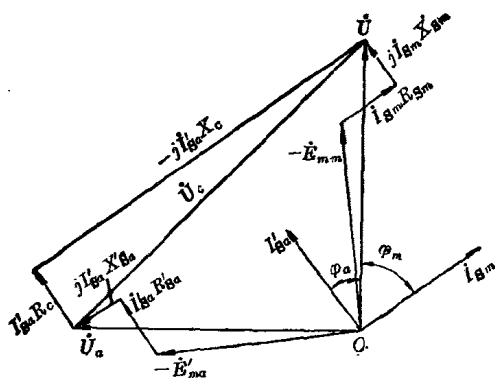


图 2-18 电路相量图

对于主相绕组电路,根据图 2-14a),在将其中激磁支路的正序和负序部分合在一起,并用  $-\dot{E}_{mm}$  表示其两端的压降后,就可以写出其电压方程式如下:

$$\dot{U} = \dot{I}_{sm}(R_{sm} + jX_{sm}) - \dot{E}_{mm} \quad (2-40)$$

将与此式相对应的相量分别画于图中。

对于副相绕组电路,在对图 2-14b) 作同样的处理后,可列出其电压方程式为

$$\dot{U} = \dot{U}_a + \dot{U}_o = \dot{I}_{sa}(R_{sa} + jX_{sa} + R_o - jX_o) - \dot{E}_{ma} \quad (2-41)$$

再将这些相量折算到主相侧后画于图中,就可以得到如图 2-18 所示的完整回路内各个电流和电压相量的相互关系。

## 2-5 电 流 圆 图

在分析电机的特性时,电流圆图是一种很有效的简便方法。其前提是电机的参数恒定不变,且各个变量均为正弦交变量。由前面已经导出的(2-32)式和图 2-12b) 可知,只要将旋转的正序电机看成是增加了一个随  $S$  变化的负载电阻  $\frac{1-S}{S} R_{Rf}$  的静止电机(对于负序电机,则增加  $\frac{S-1}{2-S} R_{Rb}$  的负载电阻),单相异步电动机就可以满足这一条件。以后,还将进一步说明,只要通过简单的电机空载试验和短路试验就可作出其电流圆图,并由此求得电机的工作特性。

对于一个电阻、电感的串联回路,如图 2-19a) 所示,施加电压  $\dot{U}$  时,回路的电压方程式为

$$\dot{U} = \dot{I}R + j\dot{I}X$$

其相量图为一直角三角形,称为电压三角形。如保持  $\dot{U}$  和  $X$  不变,则当  $R$  变化时,电阻和电感上的压降分配将随之变化,

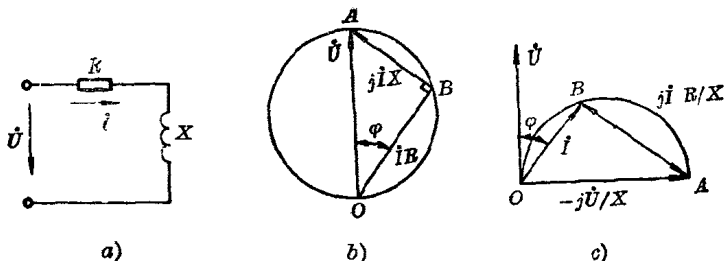


图 2-19  $\dot{U}$  和  $\dot{I}$  的变化关系

而且,直角三角形的顶点  $B$  在以  $OA$  为直径的圆周上变化,即  $B$  的轨迹是一个圆,如图 2-19b) 所示。

将三角形各边均除以  $jX$ , 上式经整理后为

$$\dot{I} = -j \frac{1}{X} \dot{U} + j\dot{I} \frac{R}{X}$$

其对应的相量关系如图 2-19c) 所示, 可见, 电流  $\dot{I}$  的端点轨迹也是一个圆, 称为电流圆图。

## 2-6 转子斜槽

单相异步电动机中, 由于定、转子都开有齿槽, 其磁势波形中将含有极为复杂的齿谐波, 导致产生影响电机性能的附加转矩, 严重时电机甚至不能起动, 或引起电机运行过程中的振动和噪音。对于这种由齿谐波磁势所引起的不良影响, 往往可用转子斜槽的方法来加以抑制。

转子斜槽是在迭装转子冲片时, 使其槽口在转子表面扭转一角度, 如图 2-20 所示。如转子斜槽的斜度刚好等于一对齿谐波的极距, 则转子槽中的导条, 其上半部和下

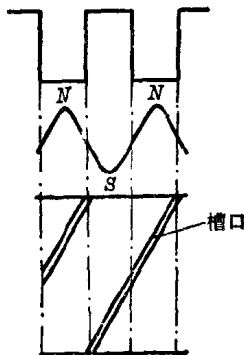


图 2-20 转子斜槽



半部分别处于由齿谐波磁势建立的  $N$  极和  $S$  极下,因而在其中分别感生大小相等、方向相反的电势,使整个导条中由齿谐波磁势产生的合成电势为零,即不会引起电流,抑制了齿谐波磁势的影响。

当然,转子斜槽后,转子绕组的漏抗将有所增加,致使最大转矩和功率因数等略有下降,这在设计时是必须考虑的。

## 第三章 定子绕组

单相异步电动机的激磁绕组都在定子上，一般分有主相和副相绕组，统称定子绕组。定子绕组通电后，在气隙中建立旋转磁场，并感应电势，产生电磁转矩，实现电气和机械的能量转换，所以它是电机中的关键部件。除了罩极电动机多用集中绕组整体地套在定子凸极上外，单相异步电动机的定子绕组的各个线圈有效边通常都嵌在圆周上均匀分布的定子槽内，属于分布绕组的形式。

和其它电机一样，单相异步电动机的定子绕组型式很多，如叠绕组、波绕组和同心绕组等，它们又多可分为单层和双层、整距和短距等方式。单相异步电动机由于尺寸较小，为便于嵌线，提高槽面积利用率，一般都用单层绕组。而且，同心绕组由于线圈端部较短和定子电阻及漏抗较小，便于改善电机运行性能，用得最多。它又有一般同心绕组（简称同心绕组）和正弦绕组两种。

本章主要讨论单层同心绕组。

### 3-1 同心绕组

同心绕组是由几个轴线重合而跨距不同的线圈串联组成的。图 3-1a) 是一个 4 极 24 槽定子的单相同心式定子绕组分布示意图。它由两个相同的线圈组串联构成，每个线圈组又有 6 个不同跨距的线圈，将其定子沿圆周展开成直线，则成

为图 3-1b) 所示的绕组展开图, 由此可以进一步讨论绕组的一些基本特点。

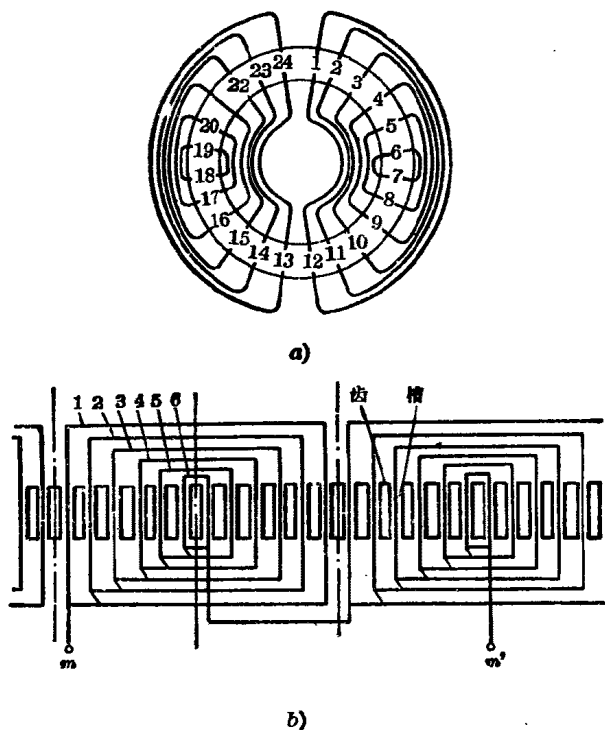


图 3-1 同心绕组的分布及其展开图

### 1. 极距和节距

在讨论绕组的分布和连接时, 极距  $\tau$  常用每极所占的槽数表示, 因为定子槽在圆周上是均匀分布的, 所以

$$\tau = \frac{Z_1}{2p} \quad (\text{槽}) \quad (3-1)$$

式中,  $Z_1$  是定子齿数(槽数),  $p$  为磁极对数. 在图 3-1 情况下,  $Z_1=24$ ,  $p=2$ , 则  $\tau=24/2 \times 2=6$ (槽). 可见, 4 极电机的一个

极距  $\tau$  所占的范围为四分之一圆周, 在几何上为  $90^\circ$ , 称作机械角。但在电磁关系上, 一对磁极下的气隙磁势变化一个周期, 不论电机有多少对极, 一个极距  $\tau$  范围内, 气隙磁势总是变化半个周期, 对应于  $180^\circ$ , 称为电角度。所以, 沿电机整个气隙圆周的  $360^\circ$  机械角, 对应的电角度为  $p360^\circ$ 。两个相邻的槽在磁场内的距离, 称为槽距角  $\alpha$ , 其表达式为

$$\alpha = \frac{p360^\circ}{Z_1} \text{ (电角度)} \quad (3-2)$$

对于图 3-1,  $\alpha = 2 \times 360^\circ / 24 = 30^\circ$  (电角度)。

每个线圈的二个直线段分别嵌入不同的槽内, 称为线圈有效边, 简称导体。它们所跨的槽数称为线圈的节距  $Y$ 。由图 3-1 可见, 同心绕组各个线圈的  $Y$  是不等的, 线圈 1 的两条导体分别在槽 1 和 12 中, 跨 11 个槽, 即  $Y_1=11$ , 同理, 线圈 2~6 分别为  $Y_2=9$ ,  $Y_3=7$ ,  $Y_4=5$ ,  $Y_5=3$ ,  $Y_6=1$ 。

## 2. 电势星形图

当定子绕组在空间建立按顺时针方向旋转的磁场时, 将分别切割各个线圈导体, 并在其中产生感应电势。在图 3-1 中, 如旋转磁势的基波最大值在槽 1 导体中感应最大电势时, 其它各槽导体由于位置都与槽 1 错开一定角度, 其中的电势均小于最大值。磁势转过一个槽距角  $\alpha$  后, 槽 2 导体电势为最大值, 而槽 1 电势相应减小, 这样, 随着磁势的不断旋转, 槽 1、2、3……

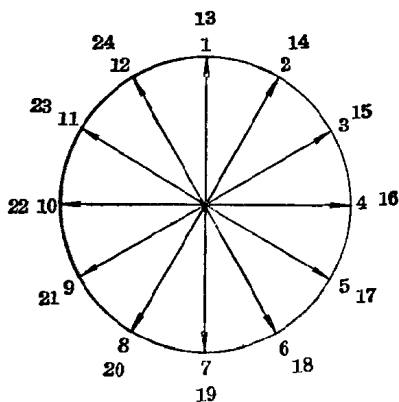


图 3-2 电势星形图

中的导体依次感应最大电势,也就是说,各相邻槽中的导体电势在时间上相互错开 $\alpha$ 电角度相位,而幅值则由于各槽导体数相同,彼此是相等的。因此,表示成电势有效值相量时,各槽导体的感应电势有如图 3-2 所示的相位关系,此图称为电势星形图。图中,各槽导体的电势相量有效值 $\vec{E}_1, \vec{E}_2, \vec{E}_3, \dots$ 均简写为对应的槽号 1、2、3……,所以又称槽电势星形图。

利用电势星形图,可以很方便地确定绕组导体的布置和线圈的连接,所以是分析电机绕组的一个很有效的方法。

实际上,只要电机的极数和槽数一定,槽距角 $\alpha$ 就确定,即各槽导体电势的相位关系固定不变,所以,电势星形图是很容易画出的。

### 3. 绕组系数

定子每相绕组的总电势是每相绕组中每个线圈有效边导体产生的感应电势的串联总和,称为相电势。为了获得最大的相电势,绕组连接时,应保证所有导体的电势都能串联相加。因此,对于图 3-1 所示的单相绕组,如设在一个极距范围下的导体 1~6 的电势方向都是向上的,相邻极距内的导体 7~12 的电势是向下的,则由槽 1~12 的导体所组成的第一组线圈中,各个线圈应顺着电势方向首尾相连,它与槽 13~24 组成的第二组线圈间,也应首尾相连,如图 3-3a) 所示。

既然相电势是一相每个槽中导体电势的串联总和,那末,如果保持导体串联时的电势方向不变,仅改变其串联顺序,结果并不会发生变化。因此,将图 3-3a) 改成图 b) 连接方式后,导体电势及其串联后的相电势并不变化,可以认为两者是等效的。而图 3-3b) 是一个典型的单层叠绕组,每个线圈的节距相等,即  $Y = \tau = 6$  (槽),是整距的。可见,图 3-3a) 也可以看成是一个整距绕组。

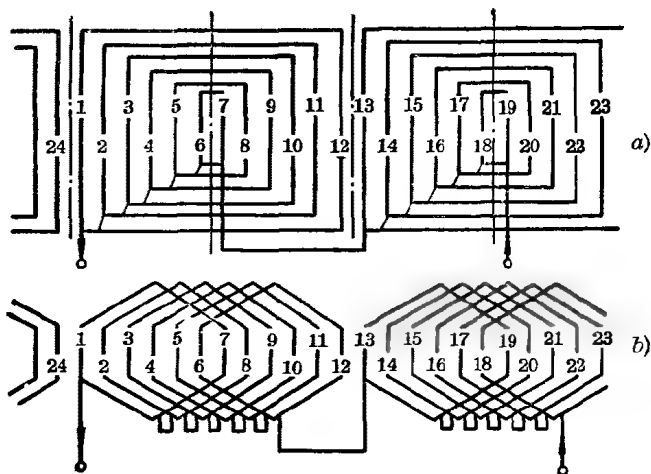


图 3-3 绕组的连接和电势

由图 3-3 还可以看出，在一相串联的各槽导体中，槽 24 和 1、6 和 7、12 和 13 以及 18 和 19 这四对槽的导体，电势方向相反，相隔只有一个槽距角  $\alpha$ ，参照电势星形图 3-2 可知，它们所用的材料虽与其他各槽相同，但对串联总和的相电势值的影响却不大，常可省去不用，即这几个槽空着不放导体，绕组展开图就成为图 3-4 所示。一般，单相绕组占有的定子槽数不超过定子全部槽数的三分之二。

因为同心绕组的各个线圈的轴线相互重合，所以可看成

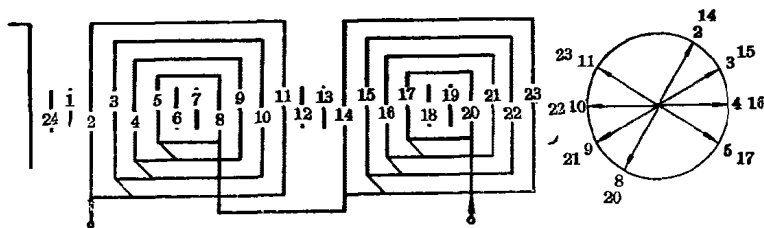


图 3-4 同心绕组展开图和电势星形图

为集中绕组。但是，由于各个线圈的有效边导体是分布在空间位置不同的定子槽里的，即导体电势在时间上有相位差，所以，在全部导体电势串联相加时，应是电势相量的相量和，以致相电势值小于各导体电势的代数和，即存在分布系数  $K_p$ 。

对于图 3-4 所示的一相绕组，每极每相槽数为

$$q = \frac{Z_1}{2pm} = \frac{24}{2 \times 2 \times 1} = 6(\text{槽})$$

但整个定子槽中，有 8 个槽空着，每极每相的槽数  $q$  实际上是 4。而且，如前所述，改变各槽导体相加的次序并不影响相电势的值。所以，可取任何一个磁极范围内的各槽导体作为每极

每相下的导体来讨论。这里取图 3-4 中的槽 2、3、4 和 5 四槽，由电势星形图，它们的电势相位关系和相量相加后的总电势  $\vec{E}$  如图 3-5 所示。

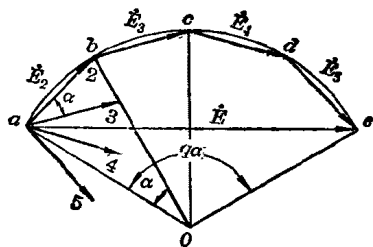


图 3-5 导体电势的叠加

此时，每极每相实际导体数（即每极每相实际

槽数） $q$  等于 4，这四个槽电势的相加构成了一个圆的内接多边形，圆心为  $O$ ，半径为  $R$ 。连接图示各线后， $\triangle a23$  和  $\triangle Oab$  都是等腰三角形，且有一公共的底角  $\angle abO$ 。因此， $\angle bOa = \angle 2a3 = \alpha$ ，在  $\triangle Oab$  中，有  $\frac{E_2}{2} = R \sin \frac{\alpha}{2}$ ，在  $\triangle Oae$  中，有  $\frac{E}{2} = R \sin \frac{q\alpha}{2}$ ，两者相除消去  $R$ ，可得总电势  $E$  的大小为

$$E = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{\sin \frac{\alpha}{2}} E_2$$

每个导体电势  $E_i (i=2, 3, 4, 5)$  的相位不同, 但幅值是相等的, 因此, 每极下导体电势的代数和  $\sum E_i$  应为

$$\sum E_i = qE_1 = qE_2$$

代入上式后得

$$E = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} \sum E_i = K_p \sum E_i$$

即

$$K_p = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} \quad (3-3)$$

式中,  $K_p$  称为绕组的分布系数。可见, 当绕组是集中形式时, 绕组的总电势是各导体电势的代数和, 等于  $\sum E_i$ 。由于导体分布在各个槽中, 总电势由  $\sum E_i$  减少为各槽电势的相量和  $E$ 。就是说, 一个匝数为  $W$  的分布绕组, 可以用一个匝数为  $W_{ef} = K_p W$  的集中绕组来等效, 此  $W_{ef}$  就称为有效匝数。分布系数  $K_p$  一般均小于 1, 只有在集中绕组时, 才有  $K_p = 1$ 。

对于图 3-4, 用  $q=4, \alpha=30^\circ$  代入 (3-3) 式得

$$K_p = \frac{\sin \frac{4 \times 30^\circ}{2}}{4 \sin \frac{30^\circ}{2}} = \frac{0.866}{4 \times 0.259} = 0.84$$

如果绕组占有全部定子槽, 即图 3-1b) 所示, 此时,  $q=6, \alpha=30^\circ$ , 代入后得

$$K_p = \frac{\sin \frac{6 \times 30^\circ}{2}}{6 \sin \frac{30^\circ}{2}} = \frac{1}{6 \times 0.259} = 0.65$$

可见, 每极每相导体数虽从 4 增加为 6, 增加了  $(6-4)/4=0.5$ ,



即 50%，而总电势值增加  $(6 \times 0.65 - 4 \times 0.84) / 4 \times 0.84 = 0.163$ ，即只增加了 16.3%，显然是不经济的。因此，单相绕组一般不占用全部定子槽。

## 3-2 分组式同心绕组

上述同心绕组比较直观，嵌线和连接也很方便，只要把不同节距的线圈一个套一个地嵌入槽内，再将两组线圈的引出线首尾相连就可以了。但是，与分组式同心绕组相比，其线圈端部较长，用料较费，而且定子电阻和漏抗较大，不利于改善电机性能。因此，目前更多采用的是分组式同心绕组。

### 1. 绕组连接方式

图 3-6 是分组式同心绕组的连接方式和电势星形图，图中，绕组导体也只占用全部定子槽的三分之二。

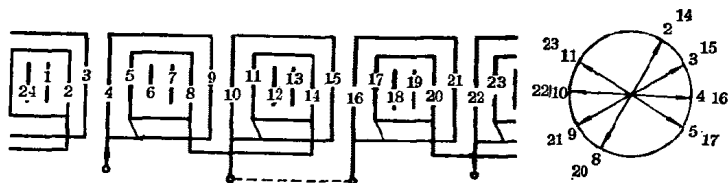


图 3-6 分组式同心绕组展开图

与图 3-4 相比可见，两种连接方式中，各槽导体的电势方向相同，电势星形图也一样，但图 3-6 中有 4 组线圈，每组线圈由二个线圈串联组成，且引出线的位置改变了。另外，为了保证每相绕组中所有导体的电势能串联相加，相邻两组线圈间不能首尾串联，必须如图所示的首首相连或尾尾相连。此时，一组绕组共有四组线圈，即与电机的磁极数相等，这四组线圈可以串联，也可以并联工作，只要不改变其中的电流方向，则产生的磁势也不会改变。如是串联工作，则相电势较

高, 相电流较小, 如是并联工作, 则相电势减为一半, 相电流增大一倍。两者容量相同, 但前者是高压、小电流, 后者是低压、大电流, 可适用于不同的要求。

分组式同心绕组的引出线连接要稍复杂些, 但线圈端部长度较短, 可减少用铜量, 降低定子电阻和漏抗, 有利于改善电机性能, 因而是一种实用的绕组形式。

## 2. 绕组系数

分组式同心绕组的引出线连接虽较复杂, 但绕组系数与一般同心绕组相同。除了可用(3-3)式来计算绕组的分布系数外, 也可用短距概念讨论。如图 3-6 所示, 外层线圈导体在槽 4 和 9 中, 节距为 5, 内层线圈在槽 5 和 8 中, 节距为 3, 都小于极距( $\tau=6$ )。二线圈各导体的电势相量及其相加, 如图 3-7 所示。可见, 线圈 4~9 和 5~8 的合成电势  $\dot{E}_{49}$  和  $\dot{E}_{58}$  的相位相同, 但大小不等, 因此, 可以看成是二个短距的集中线圈。

如用  $\beta$  表示线圈节距  $Y$  所对应的角度, 即

$$\beta = \frac{Y}{\tau} 180^\circ (\text{电角度})$$

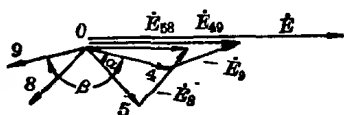


图 3-7 短距线圈的电势

对于线圈 4~9, 两导体电势的幅值相等, 即  $E_4 = E_9$ , 而相位相差  $\beta$ , 其合成电势为  $\dot{E}_{49}$ 。由图 3-7 可见, 有

$$\frac{E_{49}}{2} = E_4 \cos\left(\frac{180^\circ - \beta}{2}\right) = E_4 \sin \frac{\beta}{2}$$

即 
$$E_{49} = 2E_4 \sin \frac{\beta}{2} = K_d E$$

式中

$$K_d = \sin \frac{\beta}{2} \quad (3-4)$$

$K_d$  称为短距系数。  $E = 2E_4$ , 表示一个线圈两条导体的电势

代数之和，即整距线圈的合成电势。可见，当线圈为整距时，线圈的合成电势值为每条导体边的电势的两倍，短距后，合成电势值就减小为  $K_d$  倍。就是说，一个匝数为  $W$  的短距绕组，也可以用一个匝数为  $W_{ef} = K_d W$  的整距绕组来等效，此  $W_{ef}$  也称为有效匝数。因此， $K_d$  也是一个小于 1 的系数，只有在整距线圈时， $K_d = 1$ 。

对于图 3-6 的线圈 4~9， $Y=5$ ， $\beta = (5/6) \times 180^\circ = 150^\circ$ ，即  $K_d = \sin(150^\circ/2) = 0.966$ 。对于线圈 5~8， $Y=3$ ， $\beta = 90^\circ$ ， $K_d = \sin(90^\circ/2) = 0.707$ 。

### 3-3 正弦绕组

如上所述，集中绕组在均匀气隙中产生的磁势是一个矩形波。其中，基波分量是产生电机输出转矩的主要成分，而各次谐波分量对于电机的运行则是有害无益的。因此，尽可能地减少以至消除气隙磁势中的谐波分量，是电机绕组设计时的重要出发点。采用短距和分布绕组后，基波磁势虽略有减少，但可显著削弱谐波磁势，使气隙磁势波形接近于正弦形，因而是常用的绕组型式。如果组成绕组的各个槽内导体，在数量上以适当规律分布，构成所谓正弦绕组，则可几乎完全消除三次谐波，显著削弱其它各次谐波，从而产生更接近于正弦分布的气隙磁势。

#### 1. 绕组匝数的分布

气隙磁势是由定子绕组中流过的电流产生的，因此，气隙磁势  $f$  在圆周上各点的大小，等于圆周单位长度上的电流（称为线负荷） $A_s$  在该点离磁极中心的距离内的积分，即

$$f(x) = \int_0^x A_s(x) dx$$

正弦磁势波及线负荷曲线如图 3-8 所示。可见, 要使  $f(x)$  在空间沿  $x$  呈正弦分布, 应使  $A_s(x)$  在空间成余弦变化。也就是说, 只有当绕组的导体在空间按余弦规律连续分布时, 才能在空间产生一个正弦波磁势, 而不包含任何谐波。

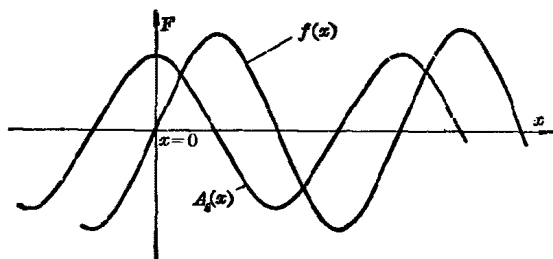


图 3-8 正弦磁势波及线负荷曲线

实际上, 电机绕组的导体是嵌放在数量有限的定子槽内的。如仍用 4 极 24 槽电机为例, 则一对极下共有 12 槽, 其导体位置和磁势波形如图 3-9 所示。由图可见, 槽 1 离纵轴原点为  $\frac{1}{2}\alpha=15^\circ$ , 槽 2 为  $\frac{3}{2}\alpha=45^\circ$ , 槽 3 为  $\frac{5}{2}\alpha=75^\circ\cdots$ , 且槽 1 和 6、槽 2 和 5、槽 3 和 4……分别为一个线圈的两条有效边, 每对槽内导体数即匝数是分别相等的。因此, 在一个线圈组内, 槽 1 和 6 的余弦值相等, 为  $\cos \frac{30^\circ}{2}=0.966$ , 槽 2 和 5 的余弦值为  $\cos \frac{3}{2} \times 30^\circ=0.707$ , 槽 3 和 4 的余弦值为  $\cos \frac{5}{2} \times 30^\circ=0.259$ 。一个极下槽内导体的余弦值总和为  $0.966+0.707+0.259=1.932$ , 因此, 槽 1 和 6 内的导体数占每极总匝数的百分率应为  $\frac{0.966}{1.932} \times 100\% = 50\%$ , 槽 2 和 5 占  $\frac{0.707}{1.932} \times 100\% = 36.6\%$ , 槽 3 和 4 则占  $\frac{0.259}{1.932} \times 100\% =$

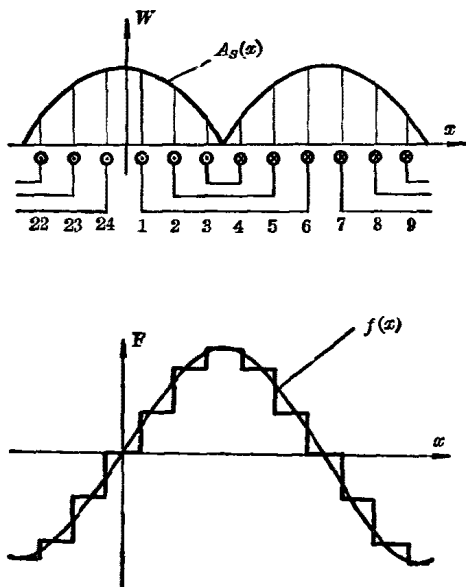


图 3-9 正弦绕组的槽内导体分布及其磁势

13.4%。如果每极总匝数已确定，则各槽的导体分配数就可由此算得。

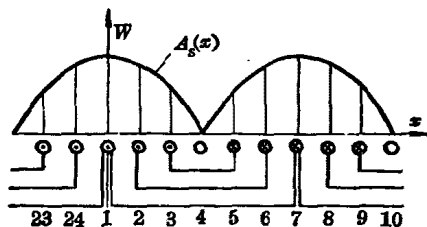


图 3-10 正弦绕组另一种槽内导体分布

正弦绕组的另一种导体分布如图 3-10 所示。槽 1 位于纵坐标原点，距离为  $0^\circ$ ，槽 2 离原点为  $\alpha=30^\circ$ ，槽 3 为  $60^\circ$ ，

槽 4 为空槽……。同样，槽 1 和 7、2 和 6、3 和 5 为一个线圈的两条有效边，匝数相同。在一个线圈组内，槽 1 和 7 的余弦值相等，但只有计算值的一半（另一半在相邻的极面下），因而为  $\frac{1}{2} \cos 0^\circ = 0.5$ ；槽 2 和 6 的余弦值为  $\cos 30^\circ = 0.866$ ；槽

3 和 5 为  $\cos 60^\circ = 0.5$ ，一极下各槽的余弦值总和为  $0.5 + 0.866 + 0.5 = 1.866$ 。于是，槽 1 和 7 中的线圈匝数占每极总匝数的百分率为  $\frac{0.5}{1.866} \times 100\% = 26.8\%$ ；槽 2 和 6 占  $\frac{0.866}{1.866} \times 100\% = 46.4\%$ ；槽 3 和 5 则占  $\frac{0.5}{1.866} \times 100\% = 26.8\%$ 。

如前所述，为了降低用铜量，单相绕组的导体只占用全部定子槽的三分之二以下。因此，正弦绕组的导体分布也可相应简化。如对图 3-9 可将槽 3、4 等 8 个槽空着不放导体，此时，一极下各槽的余弦值总和为  $0.966 + 0.707 = 1.673$ ，各槽匝数占总匝数的百分率分别为 57.7% 和 42.3%。对于图 3-10 可将槽 3、4、5 等共 12 个槽空着，一极下各槽的余弦值总和为  $0.5 + 0.866 = 1.366$ ，各槽匝数的百分率分别为 36.6% 和 63.4%。按此分布后，绕组的制造和连接是简单了，但导体总匝数不变，只是将节距较小的线圈匝数分别增添入其它节距较大的线圈内，用料并不减少，而产生的气隙磁势却偏离了正弦波形，唯其绕组系数可稍高，在实际选用时，需按具体要求确定。

比较图 3-9 和图 3-10 两种导体分布形式可见，前者的内层线圈节距为 1，端部很短，嵌线比较困难，且这种分布的绕组系数较小。

## 2. 绕组系数

正弦绕组的基波绕组系数的计算，在原理上与一般同心绕组是相同的，既可按(3-3)式看成是整距的分布绕组，也可按(3-4)式看成是短距的集中绕组，结果是相同的。由于正弦绕组各个线圈的匝数不相等，用短距系数概念来计算，要方便一些。

例如，对于图 3-9 的导体分布方式，令每极每相总匝数为

100, 则由(3-4)式和前面算得的各槽匝数百分率, 各个线圈的实际匝数  $W_i$  和有效匝数  $W_{eff} = K_{di} W_i$ , 可列成表 3-1。

表 3-1 正弦绕组基波绕组系数的计算

线圈	节距 $Y_i$	节距角 $\beta_i = \frac{Y_i}{\tau} \pi$	短距系数 $K_{di} = \sin \frac{\beta_i}{2}$	实际匝数 $W_i$	有效匝数 $W_{eff} = K_{di} W_i$
1~6	5	150°	0.966	50	48.3
2~5	3	90°	0.707	36.6	25.9
3~4	1	30°	0.259	13.4	3.5
总和				100.0	77.7

因此, 绕组系数  $K_{dp1} = \frac{\sum W_{eff}}{\sum W_i} = 77.7/100 = 0.777$ 。

对于图 3-10, 同样可列出表 3-2。

表 3-2 正弦绕组的基波绕组系数计算

线圈	节距 $Y_i$	节距角 $\beta_i = \frac{Y_i}{\tau} \pi$	短距系数 $K_{di} = \sin \frac{\beta_i}{2}$	实际匝数 $W_i$	有效匝数 $W_{eff} = K_{di} W_i$
1~7	6	180°	1	26.8	26.8
2~6	4	120°	0.866	46.4	40.2
3~5	2	60°	0.5	26.8	13.4
总和				100	80.4

绕组系数  $K_{dp1} = \frac{\sum W_{eff}}{\sum W_i} = 80.4/100 = 0.804$ , 比前一种分布方式要大。

### 3. 谐波问题

正弦绕组可以显著地削弱其磁势的谐波分量, 但不能完全消除。因为正弦绕组的导体是分别嵌放在数量有限的定子

槽内的, 即其导体是按余弦规律断续分布的, 因而它所产生的磁势是如图 3-9b) 所示的阶梯波。就是说, 由于电机存在齿槽, 绕组产生的磁势是一个沿空间呈近似正弦分布的阶梯波, 它与理想正弦波的差就是磁势中所包含的高次谐波成分。显然, 这种高次谐波的次数  $\nu$  对应于定子齿数  $Z_1$ , 为  $\nu = nZ_1 \pm 1$  ( $n=1, 2, 3, \dots$ ), 因而称为齿谐波。另外, 在分配绕组导体时, 有时为了节约用铜量, 常使定子留有若干个空槽, 从而也会使产生的磁势波偏离正弦规律, 导致出现高次谐波分量。

事实上, 正弦绕组产生的磁势中, 除了基波和齿谐波, 即  $\nu=1$  和  $\nu=nZ_1 \pm 1$  的分量外, 其余各次谐波的磁势分量都等于零。对此, 也可以用绕组系数的概念来说明, 只要证明其余各次谐波的绕组系数都等于零, 就可说明这些高次谐波的磁势均被削减到零。

正弦绕组谐波绕组系数的计算方法和基波相同, 但其中的基波极距  $\tau$  应改用谐波极距  $\frac{1}{\nu} \tau$ 。例如, 对于图 3-10 所示的分布方式, 3 次谐波绕组系数  $K_{ap3}$  的计算结果如表 3-3 所示。

表 3-3 3 次谐波绕组系数的计算

线圈	节距 $Y_1$	节距角 $\beta_{31} = \frac{3Y_1}{\tau} \pi$	短距系数 $K_{d31} = \sin \frac{\beta_{31}}{2}$	实际匝数 $W_1$	有效匝数 $W_{ef31} = K_{31} W_1$
1~7	6	$540^\circ$	-1	26.8	-26.8
2~6	4	$360^\circ$	0	46.4	0
3~5	2	$180^\circ$	1	26.8	26.8
总和				100	0

可见, 3 次谐波的绕组系数  $K_{ap3}=0$ , 即此时的 3 次谐波磁势已削减到零。



表 3-4 正弦绕组的匝

每板 槽数 $q$	不同跨槽数的各线圈匝数所占												
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
4		58.6		41.4									
6	13.5		36.5		50.0								
		26.8		46.4		26.8							
8	15.3		28.0		36.8		19.9						
		23.5		35.1		41.4							
9	12.1		2.27		30.6		34.6						
		18.5		28.8		34.7		18.5					
12	3.4		10.0		15.9		20.7		24.1		25.9		
		6.8		13.2		18.6		22.8		25.4		13.2	
			10.3		16.5		21.4		25.0		26.8		
				14.1		20.0		24.5		27.3		14.1	
16			5.8		9.4		12.7		15.4		17.6		19.2
				7.9		11.3		14.4		17.2		18.9	
					10.0		13.4		16.4		18.7		20.4
						12.4		15.7		18.5		20.5	
18			4.6		7.5		10.2		12.5		14.5		16.0
				6.1		9.0		11.6		13.8		15.7	
					7.8		10.6		13.2		15.2		16.8
						9.6		12.4		14.7		16.7	

数分布及绕组系数

百分率 (%)					基波绕组系数	谐波强度 $f_v$			
14	15	16	17	18	$K_{ap1}$	$f_1$	$f_3$	$f_5$	$f_7$
					0.828	1	0	0	0.143
					0.776	1	0	0	0
					0.804	1	0	0	0
					0.795	1	0	0	0
					0.829	1	0.016	-0.017	0.014
					0.793	1	0	0	0
					0.821	1	0.013	-0.012	0.011
					0.783	1	0	0	0
					0.789	1	0	0	0
					0.806	1	0.006	-0.005	0.005
					0.829	1	0.021	-0.017	0.012
	19.9				0.798	1	0.003	-0.002	0.002
20.0		10.3			0.812	1	0.009	-0.008	0.007
	21.1				0.829	1	0.022	-0.017	0.012
21.8		11.1			0.848	1	0.040	-0.027	0.013
	17.1		17.6		0.795	1	0.001	-0.002	0.002
17.0		17.8		9.0	0.806	1	0.006	-0.006	0.005
	17.9		18.5		0.821	1	0.016	-0.013	0.010
18.1		18.9		9.6	0.837	1	0.029	-0.022	0.012

利用相同的方法可以证明,除了  $\nu = nZ_1 \pm 1$  以外的其余各次谐波分量,绕组系数也都为零。

表 3-4 列出了在不同的每极每相槽数  $q$  时,常用的正弦绕组导体分布及其基波绕组系数。表中,用谐波强度  $f_\nu$  即该次谐波磁势的幅值与基波磁势的比值来表示其对基波的影响,  $f_\nu$  值越大,影响也越大。

由表 3-4 可以看出:

(1) 在正弦绕组中,各个线圈的跨距和匝数都不同,跨距大的线圈匝数多,反之则少;

(2) 每极槽数  $q$  相同时,基波绕组系数较大的线圈分布方式,所含的谐波强度也较大;

(3) 每极槽数  $q$  越大,可实现正弦绕组的导体分布方式也越多;

(4) 根据正弦绕组的导体分布规律,在结构上只能采用同心绕组的结构形式。

### 3-4 定子主、副相绕组的分布

单相异步电动机的定子绕组都有主、副两相绕组,它们在定子槽中的分布,可由具体电机确定。

#### 1. 电阻或电容起动机

在这两类电机中,一般主相绕组占定子总槽数的三分之二,即用  $120^\circ$  相带单层绕组;副相绕组占总槽数的三分之一,用  $60^\circ$  相带单层绕组。图 3-11 为 4 极 24 槽电机用同心绕组时的主、副相绕组展开图。

这种分布由于副相绕组在  $60^\circ$  相带内,气隙磁势中存在较大的 3 次谐波,严重时,可能使电机起动后处于三分之一同步转速下,不能继续加速。为此,一般常在主绕组槽内也嵌

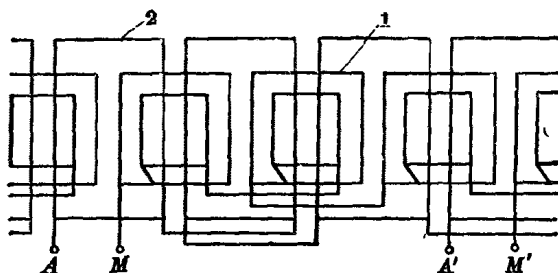


图 3-11 60°~120° 相带两相绕组展开图

1—主绕组; 2—副绕组

有部分副绕组, 使其分布超过 60° 相带, 以减少三次谐波磁势分量。

## 2. 电容运转单相电机

此类电机的主、副相绕组各占定子总槽数的一半, 即都是 90° 相带的单层同心绕组, 4 极 24 槽电机的绕组展开图如图 3-12 所示。

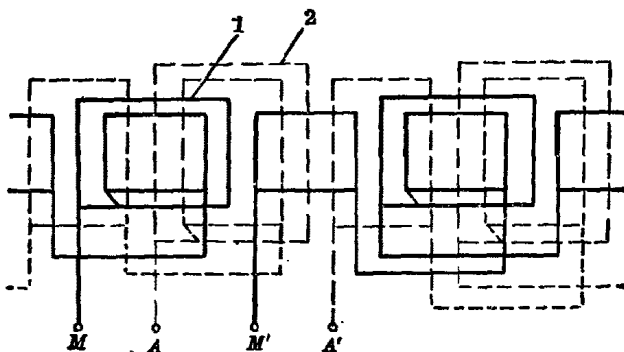


图 3-12 90° 相带两相绕组展开图

1—主绕组; 2—副绕组

图 3-13 为 4 极 24 槽电机正弦绕组的展开图。

可见, 由于主、副相绕组各占数量相同的槽数, 每极每相

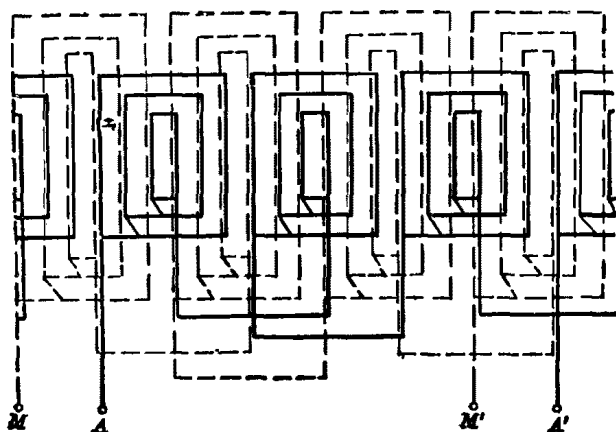


图 3-13 单相正弦绕组展开图

槽数  $q$  比同心绕组形式要小, 且都是  $90^\circ$  相带分布, 从而使其气隙磁势含有较大的谐波磁势。所以, 当电机要求较高时, 应采用正弦绕组。表 3-5 列出了这种  $90^\circ$  相带单层同心绕组的基波及谐波绕组系数。

表 3-5  $90^\circ$  相带单层绕组的绕组系数

$q$	2	3	4	5	6
$K_{dp1}$	0.924	0.911	0.906	0.904	0.903
$K_{dp3}$	0.383	0.333	0.318	0.311	0.308
$K_{dp5}$	-0.383	-0.244	-0.213	-0.200	-0.194
$K_{dp7}$	-0.924	-0.244	-0.180	-0.159	-0.149

### 3. 正弦绕组

正弦绕组是一种特殊的单层绕组。通常, 主相和副相绕组的绕组形式、导体分布规律都相同, 只是轴线相互错开  $90^\circ$  电角度。从整体看来, 两相正弦绕组是双层绕组, 即每槽中同

时嵌有主、副绕组的导体，主相放在槽底，副相放在槽口。如前所述，正弦绕组中跨距大的线圈匝数多，反之则小。所以，主、副相绕组虽然同时占有定子全部槽，但主相匝数较多的槽，正好是副相匝数较少的槽，各槽的导体总数仍是比较均匀的，不致使槽满率过高。

## 第四章 单相电阻起动和电容 起动异步电动机

在第二章里已经指出,如果电机定子只有一相绕组,气隙中就只能产生一个空间不动而幅值正、负交变的脉振磁势.它又可以分解为幅值和速度相等,但转向相反的正序和负序一对旋转磁势.在转子静止时,正序和负序磁势对转子分别产生的转矩大小相等、方向相反,即转子的合成转矩为零,电机不能自行起动.但当电机以一定速度旋转起来后,由于正序和负序磁势与转子的相对旋转速度不相等,前者转差率为 $S$ ,后者为 $2-S$ ,它们对转子分别产生的转矩方向虽仍相反,但大小不等,即合成转矩不再为零,所以,电机可沿转子的旋转方向继续旋转.

为了解决单相电动机不能自起动的问题,最简单的办法是在定子上另外按置一套辅助绕组,其绕组轴线偏离工作绕组(主相绕组),即有空间相位差.同时,由于辅助绕组(副相绕组)与主相绕组回路的参数如电阻、电感、电容等不同,在接入同一电源时,其间流过时间相位不同的电流,从而成为一台具有不对称的两相绕组和电流的两相电动机,在空间产生一个椭圆形的合成旋转磁势,于是,电机就可以自行起动.

为了提高电机的起动性能,除了副相绕组需特殊设计外,往往还要在其回路中串入起动元件,一般是电阻或电容.当电机起动后达到一定转速,例如同步转速的75~80%时,由

起动开关切断包括起动元件在内的副相回路，使电机从两相工作状态突跳为单相状态。可见，副相绕组只是在起动过程中参与工作，因而又称起动绕组。进入正常工作状态后，只有工作绕组一相继续工作。

如果起动元件是电阻，称为电阻起动异步电动机，如果起动元件是电容，则称为电容起动异步电动机，它们在正常工作时的运行性能是相同的。

#### 4-1 电阻起动的原理

单相电阻起动异步电动机的起动原理和电容起动相类似，其空间位置相互垂直的定子主相和副相绕组并联后，接入同一电源，而在副相绕组回路中，还串接有起动元件和起动开关，如图 4-1 所示。

如起动元件是电阻，就成为单相电阻起动异步电动机。起动开始时，起动开关是接通的，因此，电源电压  $\dot{U}$  同时加在并联的主相绕组回路和副相绕组回路上，并在其中分别流过交流电流  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_o$ 。

主相绕组的匝数较多，在其总阻抗  $Z_m$  中，电抗  $X_m$  远大于电阻  $R_m$ ，可近似地看成是一纯电抗元件。而与之在空间上相距  $90^\circ$  电角度的副相绕组，匝数则较少，且是用直径较细的导线绕制而成的，又串联了一个相当大的外接电阻  $R$ ，所以，副相绕组回路的总阻抗  $Z_o$  中，电阻  $(R_o + R)$  远大于电抗  $X_o$  值，可以近似地看成是纯电阻的。因此，电抗性的主相绕组和电阻性的副相绕组在同一电源电压下产生的电流  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_o$ ，在时间上相差

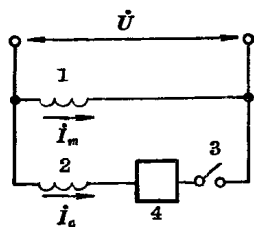


图 4-1 起动原理

1—主相绕组；2—副相绕组；3—起动开关；4—起动元件



一个电角度。它们可在电机气隙中合成产生一个旋转磁势,使电机具有自起动能力。

当电机起动后,转子转速达到同步转速的 75~80% 时,起动开关切断副相绕组回路与电源的连接,于是,电机在主相绕组的单独作用下继续运转。

实际上,主相绕组的电阻  $R_m$  并不是零,而副相绕组也有一定的电抗  $X_o$  值,因此,两绕组并不是纯电抗或纯电阻性的。所以,实际的  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_o$  的时间相位差小于  $90^\circ$ ,它们产生的合成磁势是一个椭圆形的旋转磁势,而且,由于主相和副相绕组的匝数不等,绕组参数也不同,为此,单相电阻起动电动机不可能完全达到理想的圆形旋转磁势。也就是说,其副相绕组的设计,一般只要根据起动要求,保证足够的旋转磁势使电机能够起动就可以了。有时,只要副相绕组设计得当,也可以省去外接电阻  $R$ 。

## 4-2 电容起动的原理

图 4-1 中的起动元件如果是电容,就成为单相电容起动

电动机。同样,由于主相和副相绕组回路的参数不同,  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_o$  在时间上有相位差,可以在电机中产生旋转磁势,使电机具有自起动能力。

由于副相绕组回路串接了一个电容,只要选用得当,可以使此回路中的电流  $\dot{I}_o$  超前于电源电压  $\dot{U}$ ,并使之与主相绕组回路的电流  $\dot{I}_m$  在

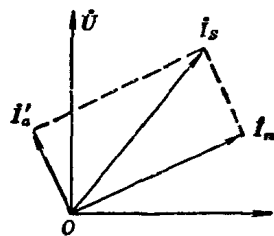


图 4-2 电容起动时的绕组电流

时间上相差接近  $90^\circ$ , 如图 4-2 所示。

可见,在电容起动的条件下,只要设计得当,可以使电机

起动时的气隙磁场接近理想的圆形旋转磁场。

不论是电阻起动还是电容起动，在副相绕组回路中都接有一个起动开关。常用的起动开关有离心开关和各种起动继电器，而以离心开关最为简单，使用也最普遍。离心开关装在电机轴上，与转子一起旋转，当转子达到一定转速后，在离心力的作用下，使离心块上的动触头与对应的静触头脱离接触，从而切断副相绕组回路与电源的连接。由于开关在转轴上与转子一起旋转，而副相绕组、起动元件及电源引线端又都在定子上，所以转轴上还要有二个滑环，由电刷和滑环的滑动接触使定子上的副相回路元件与开关保持电气连接。在一些要求较高的电机中，为了避免这种电刷滑环的机械接触，往往采用起动继电器，继电器的常闭触头串接在副相绕组回路中，且可安放在定子上，当转子达到一定转速后，继电器的感应线圈中产生较大的电压，和一般的电磁铁相同，此感应线圈的作用力使常闭触头断开，将副相绕组切离电源。

### 4-3 起动电流和起动转矩

不论是电阻起动还是电容起动，在起动时，定子主相和副相绕组都与电源连接，所以是一个两相电动机。此时的运行情况可以利用第二章所述的电压方程式和等值电路图等基本概念来讨论。但在讨论电机接通电源的起动瞬间，应注意到，此时转子还未开始转动，即  $n=0$ ，转差率  $S=1$ 。在这种情况下，主相绕组中的电流  $\dot{I}_m$  产生磁通  $\dot{\phi}_m$ ，而  $\dot{\phi}_m$  又随  $\dot{I}_m$  的正弦变化而正负交变，它在短路的转子绕组中感应电势，并由此产生转子电流及磁通  $\dot{\phi}_R$ 。由于此时  $S=1$ ，所以  $\dot{\phi}_R$  始终与  $\dot{\phi}_m$  轴线重合，阻止  $\dot{\phi}_m$  的变化。也就是说，当副相绕组的轴线与主相绕组正好相差  $90^\circ$  时，转子磁通  $\dot{\phi}_R$  只匝链主相绕组，

而与副相绕组无关，即副相绕组不会影响主相绕组的  $\dot{\phi}_m$  和  $\dot{I}_m$  等。所以，主相绕组的起动电流  $\dot{I}_{mst}$  仅取决于主相绕组的参数  $Z_m$ 。同理，副相绕组的起动电流  $\dot{I}_{ast}$  也仅取决于副相绕组本身的参数  $Z_a$ 。也就是说，此时，由于  $S=1$ ，转子绕组中只会感应出变压器电势，没有旋转电势。

在电阻起动情况下，主相和副相绕组中的电流  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}'_a$

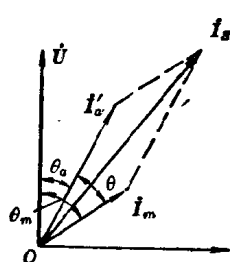


图 4-3 电阻起动的电流相量

在时间上的相位差  $\theta$  一般只有  $20 \sim 30^\circ$  电角度，且都落后于电源电压  $\dot{U}$ ，如图 4-3 所示。这里， $\dot{I}'_a$  是已经折算到主相绕组的副相绕组电流。由 (2-38) 式和图 2-17， $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}'_a$  可以分解为两组对称分量。

如果再把副相绕组的参数折算到主相绕组，就可按第二章介绍的概念，画出此两相电动机的等值电路，其形式为图 2-13a) 和 b) 所示。为了计算方便，等值电路中的转子参数和激磁电抗，常改画成串联形式，并用正序阻抗  $Z_1$  和负序阻抗  $Z_2$  来代替，如图 4-4b) 所示。

由一般电路的串并联运算，不难导出图 4-4a) 和 b) 中的

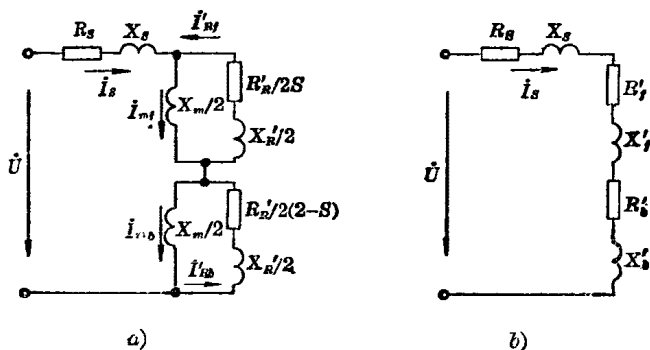


图 4-4 等值电路

参数关系为

$$\left. \begin{aligned} R'_j &= \frac{1}{2} \frac{\frac{R'_R}{S} X_m^2}{\left(\frac{R'_R}{S}\right)^2 + (X'_R + X_m)^2} \\ X'_j &= \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{R'_R}{S}\right)^2 X_m + X'_R X_m (X_R + X_m)}{\left(\frac{R'_R}{S}\right)^2 + (X'_R + X_m)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4-1)$$

$$\left. \begin{aligned} R'_b &= \frac{1}{2} \frac{\frac{R'_R}{2-S} X_m^2}{\left(\frac{R'_R}{2-S}\right)^2 + (X'_R + X_m)^2} \\ X'_b &= \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{R'_R}{2-S}\right)^2 X_m + X'_R X_m (X'_R + X_m)}{\left(\frac{R'_R}{2-S}\right)^2 + (X'_R + X_m)^2} \end{aligned} \right\} \quad (4-2)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_j &= R'_j + jX'_j \\ Z_b &= R'_b + jX'_b \end{aligned} \right\} \quad (4-3)$$

显然,在分别讨论主相绕组和副相绕组时,(4-1)~(4-3)式也应是完全适用的。如再按第二章分解成正序和负序两台电机时的原则算入定子参数后,就可直接写出主相和副相回路正序和负序总电阻、电抗和阻抗表达式分别为

$$\left. \begin{aligned} R_{mj} &= \frac{1}{2} \left[ R_s + \frac{\frac{R'_{Rm}}{S} X_{mm}^2}{\left(\frac{R'_{Rm}}{S}\right)^2 + (X'_{Rm} + X_{mm})^2} \right] \\ X_{mj} &= \frac{1}{2} \left[ X_s + \frac{\left(\frac{R'_{Rm}}{S}\right)^2 X_{mm} + X'_{Rm} X_{mm} (X_{Rm} + X_{mm})}{\left(\frac{R'_{Rm}}{S}\right)^2 + (X_{Rm} + X_{mm})^2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

$$\left. \begin{aligned} R_{mb} &= \frac{1}{2} \left[ R_s + \frac{\frac{R'_{Rm}}{2-S} X_{mm}^2}{\left(\frac{R'_{Rm}}{2-S}\right)^2 + (X'_{Rm} + X_{mm})^2} \right] \\ X_{mb} &= \frac{1}{2} \left[ X_s + \frac{\left(\frac{R'_{Rm}}{2-S}\right)^2 X_{mm} + X'_{Rm} X_{mm} (X'_{Rm} + X_{mm})}{\left(\frac{R'_{Rm}}{2-S}\right)^2 + (X'_{Rm} + X_{mm})^2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4-5)$$

$$\left. \begin{aligned} R_{af} &= \frac{1}{2} \left[ R_s + \frac{\frac{R'_{Ra}}{S} X_{ma}^2}{\left(\frac{R'_{Ra}}{S}\right)^2 + (X'_{Ra} + X_{ma})^2} \right] \\ X_{af} &= \frac{1}{2} \left[ X_s + \frac{\left(\frac{R'_{Ra}}{S}\right)^2 X_{ma} + X'_{Ra} X_{ma} (X'_{Ra} + X_{ma})}{\left(\frac{R'_{Ra}}{S}\right)^2 + (X'_{Ra} + X_{ma})^2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4-6)$$

$$\left. \begin{aligned} R_{ab} &= \frac{1}{2} \left[ R_s + \frac{\frac{R'_{Ra}}{2-S} X_{ma}^2}{\left(\frac{R'_{Ra}}{2-S}\right)^2 + (X'_{Ra} + X_{ma})^2} \right] \\ X_{ab} &= \frac{1}{2} \left[ X_s + \frac{\left(\frac{R'_{Ra}}{2-S}\right)^2 X_{ma} + X'_{Ra} X_{ma} (X'_{Ra} + X_{ma})}{\left(\frac{R'_{Ra}}{2-S}\right)^2 + (X'_{Ra} + X_{ma})^2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (4-7)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_{mf} &= R_{mf} + jX_{mf} \\ Z_{mb} &= R_{mb} + jX_{mb} \\ Z_{af} &= R_{af} + jX_{af} \\ Z_{ab} &= R_{ab} + jX_{ab} \end{aligned} \right\} \quad (4-8)$$

电机在起动时, 由于  $S=1$ ,  $2-S=1$ , 因此有

$$\left. \begin{aligned} R_{mf} &= R_{mb} = \frac{R_m}{2} \\ R_{af} &= R_{ab} = \frac{R_a}{2} \\ X_{mf} &= X_{mb} = \frac{X_m}{2} \\ X_{af} &= X_{ab} = \frac{X_a}{2} \\ Z_{mf} &= Z_{mb} = \frac{Z_m}{2} \\ Z_{af} &= Z_{ab} = \frac{Z_a}{2} \end{aligned} \right\} \quad (4-9)$$

式中的  $R_m$ 、 $R_a$ 、 $X_m$ 、 $X_a$ 、 $Z_m$  和  $Z_a$  分别为等值电路中主、副相绕组回路的总电阻、总电抗和总阻抗。

由  $\dot{I}_m = \dot{I}_{mf} + \dot{I}_{mb}$  和  $\dot{I}_a = \dot{I}_{af} + \dot{I}_{ab}$  的关系, 在副相绕组回路的外接电阻  $R=0$  时, 可以按图 4-1 分别列出主相和副相绕组回路的电压方程式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}_{mf} Z_{mf} + \dot{I}_{mb} Z_{mb} \\ \dot{U} &= \dot{I}_{af} Z_{af} + \dot{I}_{ab} Z_{ab} \end{aligned} \right\} \quad (4-10)$$

式中的第二式用(2-37)式中的关系  $I'_a = KI_a$  和(2-33)式中的关系  $\dot{I}'_{af} = j\dot{I}_{mf}$  及  $\dot{I}'_{ab} = -j\dot{I}_{mb}$  代入后, 成为

$$\dot{U} = j(\dot{I}_{mf} Z_{af} - \dot{I}_{mb} Z_{ab})/K$$

此式与(4-10)式中的第一式联立求解, 即得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{mf} &= \frac{Z_{ab} - jKZ_{mb}}{Z_{mf}Z_{ab} + Z_{mb}Z_{af}} \dot{U} \\ \dot{I}_{mb} &= \frac{Z_{af} + jKZ_{mf}}{Z_{mf}Z_{ab} + Z_{mb}Z_{af}} \dot{U} \end{aligned} \right\} \quad (4-11)$$

同样, (4-10)式中的第一式用(2-39)式中的变换关系  $\dot{I}_{mf} = -j\dot{I}'_{af}$  和  $\dot{I}_{mb} = j\dot{I}'_{ab}$  以及(2-37)式的  $I'_a = KI_a$  代入后,

成为

$$\dot{U} = jK(-\dot{I}_{af}Z_{mf} + \dot{I}_{ab}Z_{mb})$$

再与(4-10)式中的第二式联立求解, 可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{af} &= \frac{Z_{mb} + j(Z_{ab}/K)}{Z_{mf}Z_{ab} + Z_{mb}Z_{af}} \dot{U} \\ \dot{I}_{ab} &= \frac{Z_{mf} - j(Z_{af}/K)}{Z_{mf}Z_{ab} + Z_{mb}Z_{af}} \dot{U} \end{aligned} \right\} \quad (4-11a)$$

将(4-9)式代入(4-11)和(4-11a)式, 就可得到起动时的主相绕组总电流  $\dot{I}_{mst}$  和副相绕组总电流  $\dot{I}_{ast}$ , 即

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{mst} &= \dot{I}_{mf} + \dot{I}_{mb} = \frac{2}{Z_m} \dot{U} \\ \dot{I}_{ast} &= \dot{I}_{af} + \dot{I}_{ab} = \frac{2}{Z_a} \dot{U} \end{aligned} \right\} \quad (4-12)$$

由(4-12)式再次证明了电机在起动时, 主相绕组电流只取决于主相绕组回路的阻抗, 副相绕组的电流只取决于副相绕组回路的阻抗。

电机从电源输入的总起动电流  $\dot{I}_{st}$  为主相和副相绕组的起动电流之和, 即

$$\dot{I}_{st} = \dot{I}_{mst} + \dot{I}_{ast} = \left( \frac{2}{Z_m} + \frac{2}{Z_a} \right) \dot{U} \quad (4-13)$$

式中的  $Z_m$  和  $Z_a$  用  $S=1$  时的(4-4)~(4-7)式计算。如果副绕组回路中串接有起动元件  $R$  或  $X_o$ , 则只需在(4-6)和(4-7)式中的第2项后再加上一项  $R$  或  $X_o$  就可以了, 总的形式是不变的。

根据分别算得的主相和副相绕组起动电流  $\dot{I}_{mst}$  和  $\dot{I}_{ast}$ , 可以很方便地计算起动转矩。

电机的输出转矩是电机通电后, 使转子能带动负载转动并由此输出的机械功率, 即电磁功率的有功部分  $P_M$ 。在等值电路图中, 则是对应于转子流过的电流  $I_R$  在其电阻  $R_R$  上消

耗的焦耳能量,其表达式为

$$P_M = I_R^2 R_R$$

单相异步电动机中,有正序和负序旋转磁场,它们分别对转子产生正向和反向的转矩,对应于正序和负序的电磁功率为  $P_f$  和  $P_b$ 。由于负序磁场反向旋转,起着制动作用,电机的总转矩应是正向和反向转矩的差值,因此,能够驱动负载旋转的电机有效电磁功率  $P_M$  在数值上应对应于  $P_f$  和  $P_b$  的差值,即

$$P_M = P_f - P_b = I_{Rf}^2 R_f' - I_{Rb}^2 R_b' \quad (4-14)$$

根据等值电路图 4-4b), 有  $\dot{I}_{Rf} = \dot{I}_{Rb} = \dot{I}_s$ , 再考虑到电机从电源输入的总电流  $\dot{I}_s$  是主相和副相绕组  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  之和, 而  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  又可分别分解成相互垂直的正序和负序电流, 因此, (4-14) 式可改写为

$$P_M = P_f - P_b = (I_{mf}^2 + I_{af}^2) R_f' - (I_{mb}^2 + I_{ab}^2) R_b' \quad (4-15)$$

式中的  $I_{af}'$  和  $I_{ab}'$  为折算到主相绕组后的正、负序副相电流, 由图 2-17 的对称分量分解过程中已知,  $\dot{I}_{af}' = j\dot{I}_{mf}$ ,  $\dot{I}_{ab}' = -j\dot{I}_{mb}$ , 即它们的大小分别相等, 因此, (4-15) 式可进一步简化为

$$P_M = 2I_{mf}^2 R_f' - 2I_{mb}^2 R_b' \quad (4-16)$$

必须注意, 这里的  $P_M$  是电机产生有效转矩的电磁功率, 仅作为计算用, 而不是电机内实际的电磁功率。

由(2-39)式可知,  $\dot{I}_{mf} =$

$$\frac{1}{2}(\dot{I}_m - j\dot{I}_a'), \dot{I}_{mb} = \frac{1}{2}(\dot{I}_m +$$

$j\dot{I}_a')$ 。为了计算  $I_{mf}^2$  和  $I_{mb}^2$ , 需作出  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a'$  的相量关系, 如

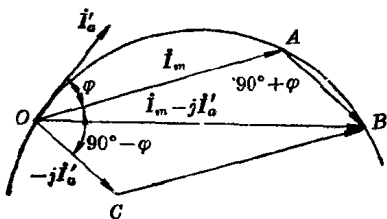


图 4-5  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a'$  的相量关系



图4-5所示。令  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}'_a$  的相位差为  $\varphi$ , 则  $\angle AOC = 90^\circ - \varphi$ , 在平行四边形  $OACB$  中,  $\angle OAB = 90^\circ + \varphi$ ,  $\triangle OAB$  的三条边分别为  $OA = I_m$ ,  $AB = I'_a$ ,  $OB = |\dot{I}_m - j\dot{I}'_a| = 2I_{mf}$ . 于是, 由三角形的余弦定理, 可列出

$$\begin{aligned}(2I_{mf})^2 &= I_m^2 + I_a'^2 - 2I_m I_a' \cos(90^\circ + \varphi) \\ &= I_m^2 + I_a'^2 + 2I_m I_a' \sin \varphi\end{aligned}$$

即 
$$I_{mf}^2 = \frac{1}{4}(I_m^2 + I_a'^2 + 2I_m I_a' \sin \varphi)$$

同理可导出

$$I_{mb}^2 = \frac{1}{4}(I_m^2 + I_a'^2 - 2I_m I_a' \sin \varphi)$$

分别将  $I_{mf}^2$  和  $I_{mb}^2$  代入(4-16)式, 可得

$$\begin{aligned}P_M &= \frac{1}{2}(I_m^2 + I_a'^2 + 2I_m I_a' \sin \varphi) R_f' \\ &\quad - \frac{1}{2}(I_m^2 + I_a'^2 - 2I_m I_a' \sin \varphi) R_b' \\ &= \frac{1}{2}(I_m^2 + I_a'^2)(R_f' - R_b') + I_m I_a' (R_f' + R_b') \sin \varphi \quad (4-17)\end{aligned}$$

有效电磁功率  $P_M$  除以同步角速度  $\omega_0$ , 就是电机的电磁转矩  $M_{em}$ , 即

$$\begin{aligned}M_{em} &= \frac{P_M}{\omega_0} = \frac{60}{2\pi n_0} P_M \quad (\text{牛顿米}) \\ &= \frac{60}{9.81 \times 2\pi n_0} P_M \quad (\text{公斤力米}) \quad (4-18)\end{aligned}$$

式中  $\omega_0$ ——同步角速度,

$$\omega_0 = \frac{2\pi f}{p} = \frac{2\pi}{60} n_0$$

起动时,  $S=1$ ,  $2-S=1$ , 由(4-1)式可知  $R_f' = R_b'$ , 代入(4-17)和(4-18)式后, 可得起动时的有效电磁功率和起动转矩分别为

$$P_{Mst} = I_{mst} I'_{ast} (R'_f + R'_b) \sin \varphi$$

$$= 2 I_{mst} I'_{ast} R'_f \sin \varphi = 2 K I_{mst} I_{ast} R'_f \sin \varphi \quad (4-19)$$

$$M_{st} = \frac{2}{\omega_c} K I_{mst} I_{ast} R'_f \sin \varphi \quad (4-20)$$

式中,  $R'_f$  用  $S=1$  时的(4-1)式,  $I_{mst}$  和  $I_{ast}$  为按(4-12)式计算的主相和副相起动电流值。

#### 4-4 起动元件的确定

单相电阻起动或电容起动异步电动机的副相绕组回路只在起动时接入电源, 所以又称起动绕组回路, 其参数的确定只要考虑电机的起动要求。一般说来, 所谓起动要求是指电机在起动时, 起动转矩要大, 起动电流则要小。

通常, 这两种电动机的主相绕组是根据电机正常运行时的要求设计的。所以, 起动性能的改变仅取决于起动绕组的参数。对于电阻起动, 因为是利用副相绕组的大电阻和主相绕组的大电抗使主、副相绕组电流在时间上出现相位差, 从而达到分相要求的。所以, 起动性能主要取决于副相绕组回路的电阻值, 在不接附加起动电阻元件时, 则取决于绕组本身的电阻值。对于电容起动, 因为是利用副相绕组回路的容性电抗和主相绕组回路的感性电抗来达到分相目的, 因而主要取决于外接电容值的大小。

##### 1. 电阻起动

设副相绕组回路不外接起动电阻, 其等值电路形式和图4-4b)相同。这里, 因为只考虑起动时的情况, 因此, 如前所述, 主相和副相绕组的参数相互不受影响, 只需讨论副相绕组本身的参数变化。而且, 起动时的  $R'_f = R'_b = \frac{R_{Ra}}{2}$ ,  $X'_f = X'_b$

$= \frac{X_{R\alpha}}{2}$ , 所以, 其等值电路可画成图 4-6 所示. 电压方程式为

$$\dot{U} = \dot{I}_a (R_{S\alpha} + R_{R\alpha}) + j\dot{I}_a (X_{S\alpha} + X_{R\alpha})$$

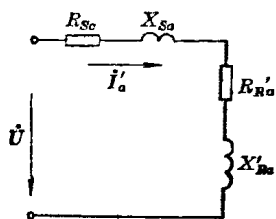


图 4-6 副相等值电路

式中,  $R_{S\alpha}$  是副相绕组的电阻.  $R_{S\alpha}$  变化时, 等值电路的总电阻  $R_\alpha = R_{S\alpha} + R_{R\alpha}$  发生变化, 使  $\dot{I}_a$  的大小和相位也随之变化. 由第二章第五节电流圆图的概念可知, 此时,  $\dot{I}_a$  的轨迹是一个圆, 如图 4-7a) 所示. 图中,  $X_\alpha = X_{S\alpha} + X_{R\alpha}$ , 为等值电路总电抗,  $\varphi_\alpha$  为  $\dot{U}$  和  $\dot{I}_a$  的相位差. 再与此时主相绕组的电流  $\dot{I}_m$  相加, 就可得到单相电阻起动异步电动机的起动圆图, 如图 4-7b) 所示. 图中,  $\varphi_m$  为  $\dot{U}$  和  $\dot{I}_m$  的相位角, 而且, 起动时的  $\dot{I}_m$  不受  $R_\alpha$  的影响, 因而  $\dot{I}_m$  可看成是不变的量.

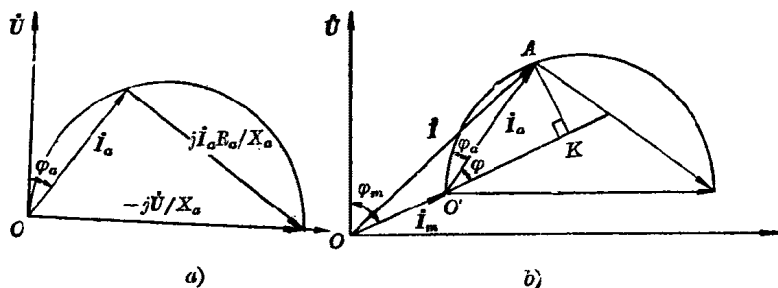


图 4-7 起动圆图

由(4-20)式可知, 起动转矩为

$$M_{st} = \frac{2}{\omega_c} K I_{mst} I_{ast} R'_t \sin \varphi$$

在仅改变副相绕组电阻  $R_{S\alpha}$  的情况下, 单相电阻起动异步电动机的起动转矩  $M_{st}$  正比于  $I_{ast} \sin \varphi$ . 其中,  $\varphi$  是  $\dot{I}_{mst}$  和

$\dot{I}_{as}$  的相位角, 由图 4-7b) 可见,  $I_{as} \sin \varphi = AK$ , 即  $\dot{I}_{as}$  到  $\dot{I}_{ms}$  或其延长线的距离。也就是说, 起动转矩的大小正比于副相起动电流  $\dot{I}_{as}$  到主相起动电流  $\dot{I}_{ms}$  的垂线  $AK$  的长度。

有了这一概念, 就可以确定起动电阻的大小, 根据电机的具体要求, 可分两种情况来讨论。

### (1) 产生最大起动转矩

由图 4-7b) 可知, 当直线  $AK$  的长度最大时, 起动转矩将达最大值。显然,  $K$  点应是电流  $\dot{I}_m$  的延长线与  $\dot{I}_a$  圆图交点  $O'$  和  $B$  的中点, 如图 4-8a) 所示。此时,  $A$  即为圆弧  $\widehat{O'B}$  的中点, 即

$$\widehat{O'A} = \frac{1}{2} \widehat{O'B}$$

同时, 与纵坐标平行的直线  $OD$  是  $\dot{I}_a$  圆图的切线, 由几何学概念可知, 有

$$\angle DO'A = \varphi_a = \frac{1}{2} \angle DO'B = \frac{1}{2} \varphi_m$$

即此时应是

$$\varphi_a = \frac{1}{2} \varphi_m$$

再由三角学的半角公式, 有

$$\operatorname{ctg} \varphi_a = \operatorname{ctg} \frac{\varphi_m}{2} = \frac{1 + \cos \varphi_m}{\sin \varphi_m} = \frac{1}{\sin \varphi_m} + \operatorname{ctg} \varphi_m$$

按阻抗  $Z = R + jX$  的复数关系, 上式可写成

$$\frac{R_a}{X_a} = \frac{Z_m}{X_m} + \frac{R_m}{X_m} = \frac{Z_m + R_m}{X_m}$$

即

$$R_a = \frac{X_a}{X_m} (Z_m + R_m) \quad (4-21)$$

$$R_{sa} = R_a - R_{Ra} = \frac{X_a}{X_m} (Z_m + R_m) - R_{Ra} \quad (4-22)$$

于是, 当主相绕组参数  $Z_m$ 、 $R_m$  和  $X_m$  确定后,  $X_a$  也可根据

已经选定的副相绕组形式和匝数的计算，再由(4-21)式算出副相绕组等值电路的总电阻  $R_a$ 。

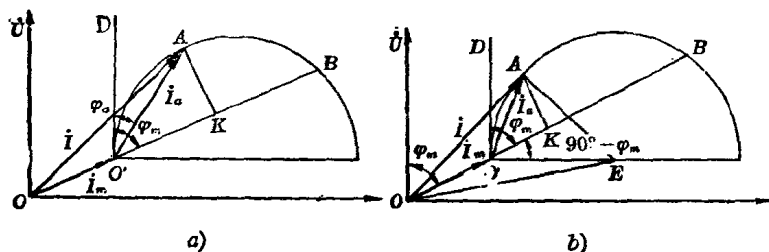


图 4-8 起动电阻的确定

## (2) 单位电流产生最大起动转矩

按前一种起动电阻的确定方法，往往会出现起动转矩虽可达最大，但起动电流也很大的结果。为了增加绕组电阻，副相绕组导线取得较细，从而可能导致绕组过电流损坏。如以单位电流能产生最大起动转矩的概念来确定起动电阻值，则可避免这一问题。

此时，定子总电流  $I$  的大小有一定的限制。在图 4-8b) 中， $I_m$  的垂线  $AK$  与电流  $I$  的比值为最大时，单位电流的起动转矩将达最大。显然，这时候的电流  $I$  相量即直线  $OA$  应是电流  $I_a$  圆的切线。所以， $\triangle OAE$  为一直角三角形，于是有

$$I^2 = OA^2 = OE^2 - AE^2 = OE^2 - O'E^2$$

在  $\triangle OO'E$  中， $\angle OO'E = 180^\circ - (90^\circ - \varphi_m) = 90^\circ + \varphi_m$ ，由余弦定理，可知

$$\begin{aligned} OE^2 &= OO'^2 + O'E^2 - 2OO' \times O'E \times \cos \angle OO'E \\ &= I_m^2 + O'E^2 + 2I_m \times O'E \times \sin \varphi_m \end{aligned}$$

代入前式后得  $I^2 = I_m^2 + 2I_m \times O'E \times \sin \varphi_m$

式中  $O'E$  为电流圆的半径，即  $O'E = U/2X_a$ 。同样，由阻抗

的复数关系, 有关系  $\sin \varphi_m = X_m/Z_m$ , 于是此式变为

$$\begin{aligned} I^2 &= I_m^2 + 2I_m \frac{UX_m}{2X_a Z_m} = I_m^2 + I_m^2 \frac{X_m}{X_a} \\ &= I_m^2 \left( 1 + \frac{X_m}{X_a} \right) \end{aligned} \quad (4-23)$$

由此解得副相绕组等值电路的总电抗  $X_a$  为

$$X_a = \frac{X_m}{(I/I_m)^2 - 1} \quad (4-24)$$

总电流  $\dot{I}$  是  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  之和, 所以

$$\dot{I} = \dot{I}_m + \dot{I}_a = \frac{\dot{U}}{Z_m} + \frac{\dot{U}}{Z_a} = \frac{Z_m + Z_a}{Z_m Z_a} \dot{U} = \frac{Z_m + Z_a}{Z_a} \dot{I}_m$$

与(4-23)式相比可知

$$1 + \frac{X_m}{X_a} = \left( \frac{Z_m + Z_a}{Z_a} \right)^2$$

计算  $R_a$  值时, 只需讨论各个阻抗的模, 即

$$Z_m^2 = R_m^2 + X_m^2$$

$$Z_a^2 = R_a^2 + X_a^2$$

$$(Z_m + Z_a)^2 = (R_m + R_a)^2 + (X_m + X_a)^2$$

因此, 上式成为

$$1 + \frac{X_m}{X_a} = \frac{(R_m + R_a)^2 + (X_m + X_a)^2}{R_a^2 + X_a^2}$$

将上式整理成  $R_a$  的一元二次方程式, 求解并取其有理根, 则得

$$R_a = \frac{1}{X_m} [R_m X_a + Z_m \sqrt{X_a (X_m + X_a)}]$$

或 
$$\frac{R_a}{X_a} = \frac{R_m}{X_m} + \frac{Z_m}{X_m} \sqrt{\frac{X_m + X_a}{X_a}}$$

由(4-23)式可知  $\sqrt{\frac{X_m + X_a}{X_a}} = \frac{I}{I_m}$ , 上式变为

$$R_a = \frac{X_a}{X_m} \left( R_m + Z_m \frac{I}{I_m} \right) \quad (4-25)$$

由(4-24)式可知,  $\frac{X_a}{X_m} = \frac{1}{(I/I_m)^2 - 1}$ , 代入(4-25)式后, 最后得到

$$R_a = \frac{R_m + Z_m \left( \frac{I}{I_m} \right)}{\left( \frac{I}{I_m} \right)^2 - 1} \quad (4-26)$$

可见, 由主相绕组的参数和按要求确定的  $I$  及  $I_m$  值, 可以计算获得单位电流产生最大起动转矩所需要的副相电阻值  $R_a$ 。

比较(4-21)和(4-25)式可见, 两种方式的起动电阻  $R_a$  计算公式的差别, 仅在于后者的  $Z_m$  需乘以比值  $I/I_m$ , 由于  $I$  总大于  $I_m$ , 所以其值也大于前者。如无外接起动电阻, 则副相绕组的导线应选得更细, 从而导致绕组电流密度更高。但是, 比较图 4-8a) 和 b) 又可知, 图 a) 的起动转矩即直线  $AK$  的长度虽可大于图 b), 但其电流  $I$  也较大。而且,  $I$  的增大比例大于  $AK$  长度的增加, 即起动转矩略有增加, 总电流却增加更多。所以, 实际电机的起动电阻, 一般设计在两者之间, 但比较接近于图 4-8b) 的计算值。

## 2. 电容起动

单相电容起动异步电动机的起动元件即外接电容的作用和电阻起动时是相似的。但由于副相绕组串入电容后, 回路阻抗可呈容性, 因此, 主、副相绕组电流的相位差可接近  $90^\circ$  电角度, 即分相效果比电阻起动时要好得多, 起动性能也要优良得多。

起动时, 同样只要考虑副相回路, 其等值电路如图 4-9 所

示。图中，因为这里只考虑外接电容的变化对起动性能的影响，绕组本身的参数是不变的，所以已将副相回路的定、转子参数总加起来，用  $R_a$  和  $X_a$  串联表示。

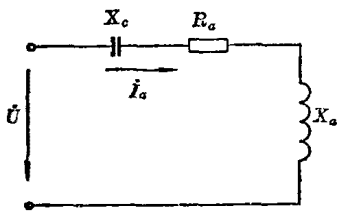


图 4-9 副相回路等值电路

在图 4-9 中，根据感抗和容抗的性质，电流  $\dot{I}_a$  分别在感抗  $X_a$  和容抗  $X_c$  上产生压降  $\dot{U}_a$  和  $\dot{U}_c$ ， $\dot{U}_a$  超前于  $\dot{I}_a 90^\circ$ ，而  $\dot{U}_c$  则滞后  $90^\circ$  电角度。两电压的相加可表示为

$$\dot{U}_a + \dot{U}_c = j\dot{I}_a X_a - j\dot{I}_a X_c = -j\dot{I}_a (X_c - X_a) = -j\dot{I}_a X$$

也就是说， $X_c$  和  $X_a$  串联后的合成电抗  $X$  可以看成是两者的差值。在电容起动电机中， $X_c$  通常大于  $X_a$ 。所以， $X$  是一个容性的电抗。于是，图 4-9 副相绕组回路的电压方程式为

$$\dot{U} = \dot{I}_a R_a - j\dot{I}_a X$$

此式与图 2-19 电流圆图的电压方程式相同，只是电抗压降  $\dot{I}_a X$  的相量方向与图 2-19 相差  $180^\circ$ 。所以，随着  $X$  的变化， $\dot{I}_a$  的变化轨迹也是一个圆，但应注意其与  $\dot{U}$  的相位关系不同，如图 4-10a) 所示。同样，电机从电源输入的总电流  $I$  为主相和副相绕组电流  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  之和，单相电容起动异步电动机的电流起动圆图如图 4-10b) 所示。

电容起动电机的起动转矩表达式也是 (4-20) 式。在起动时，起动转矩大小和电阻起动时一样，正比于  $I_a \sin \varphi$ ，即垂线  $\Delta K$  的长度，由此可以确定外接电容的大小。同样，也可分成两种情况来讨论。

#### (1) 产生最大起动转矩

由 4-10b) 可知，要使直线  $AK$  最长， $A$  点应是电流  $\dot{I}_a$  圆图上与主相电流  $\dot{I}_m$  平行的切线的切点，如图 4-11a) 所示。



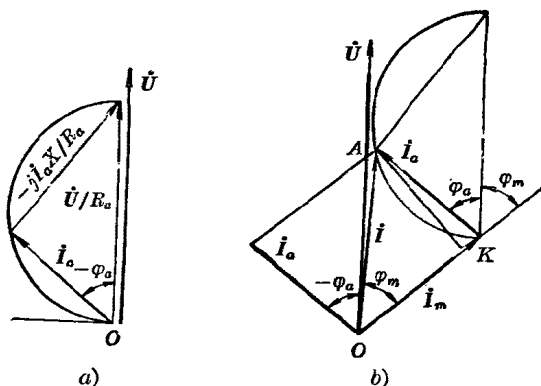


图 4-10 电容起动电流圆图

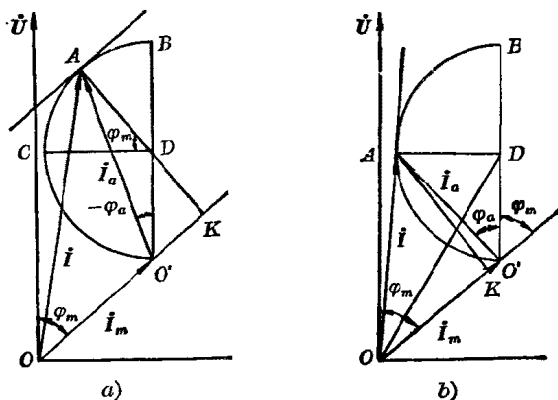


图 4-11 最大起动转矩圆图

过圆心  $D$  作一电源电压  $\dot{U}$  的垂线交圆于  $C$ , 因  $CD$  和  $AD$  分别与  $\dot{U}$  和  $\dot{I}_m$  垂直, 所以  $\angle CDA = \varphi_m$ , 则圆弧  $\widehat{O'A}$  的大小为  $\angle O'DA = \angle O'DC + \angle CDA = 90^\circ + \varphi_m$ . 圆弧  $\widehat{AB}$  为圆弧  $\widehat{O'B}$  和  $\widehat{O'A}$  之差, 即  $\angle BO'A = -\varphi_a = [180^\circ - (90^\circ + \varphi_m)]/2 = (90^\circ - \varphi_m)/2$ . 再由三角学的半角公式, 有

$$\operatorname{tg}(-\varphi_a) = \operatorname{tg} \frac{90^\circ - \varphi_m}{2} = \frac{\sin(90^\circ - \varphi_m)}{1 + \cos(90^\circ - \varphi_m)} = \frac{\cos \varphi_m}{1 + \sin \varphi_m}$$

同理, 由阻抗的复数关系, 此式可写成

$$\frac{-X}{R_a} = \frac{\frac{R_m}{Z_m}}{1 + \frac{X_m}{Z_m}} \cdot \frac{R_m}{Z_m + X_m}$$

即

$$-X = \frac{R_m R_a}{Z_m + X_m} \quad (4-27)$$

副绕组回路应外接的容抗  $X_c$  为

$$-X_c = \frac{R_m R_a}{Z_m + X_m} + X_a \quad (4-28)$$

或外接电容的容量为

$$C = \frac{10^6}{2\pi f X_c} \quad (\text{微法})$$

## (2) 单位电流产生最大起动转矩

和电阻起动时相似, 此时的起动电流有一定限制。当  $\dot{I}_m$  的垂线与电流  $\dot{I}$  的比值最大时, 电机单位电流产生的起动转矩可达最大。显然, 在图 4-11b) 中, 电流  $\dot{I}$  的相量即直线  $OA$  也应是电流  $\dot{I}_a$  圆图的切线。于是, 以圆心  $D$  为一顶点的  $\triangle OAD$  为一直角三角形, 有

$$OD^2 = OA^2 + AD^2 = OA^2 + O'D^2$$

对  $\triangle ODO'$  应用余弦定理, 且图中有  $OA = \dot{I}$ ,  $OO' = \dot{I}_m$ ,  $O'A = \dot{I}_a$ , 因此

$$\begin{aligned} OD^2 &= OO'^2 + O'D^2 - 2OO' \times O'D \times \cos \angle OO'D \\ &= I_m^2 + O'D^2 - 2I_m \times O'D \times \cos(180^\circ - \varphi_m) \end{aligned}$$

代入上式并整理后得

$$I^2 = I_m^2 + 2I_m O'D \cos \varphi_m = I_m^2 + 2I_m O'D \frac{R_m}{Z_m}$$

式中,  $O'D$  为圆图半径, 其值为  $\frac{U}{2R_a}$ , 因而上式可改写成

$$\begin{aligned}
 I^2 &= I_m^2 + 2I_m \frac{U}{2R_a} \cdot \frac{R_m}{Z_m} \\
 &= I_m^2 + I_m^2 \frac{R_m}{R_a} = I_m^2 \left(1 + \frac{R_m}{R_a}\right) \quad (4-29)
 \end{aligned}$$

再由此解得副相绕组回路的总电阻为

$$R_a = \frac{R_m}{\left(\frac{I}{I_m}\right)^2 - 1} \quad (4-30)$$

总电流  $\dot{I}$  是主、副相电流  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  的和, 所以

$$\dot{I} = \dot{I}_m + \dot{I}_a = \frac{\dot{U}}{Z_m} + \frac{\dot{U}}{Z_a} = \frac{Z_a + Z_m}{Z_m Z_a} \dot{U} = \frac{Z_a + Z_m}{Z_a} \dot{I}_m$$

式中,  $Z_a$  为副相绕组回路总阻抗。此式与(4-29)式相比, 可知

$$1 + \frac{R_m}{R_a} = \left(\frac{Z_a + Z_m}{Z_a}\right)^2$$

同样, 计算  $X_a$  值只要讨论阻抗的模, 所以此式可改写为

$$1 + \frac{R_m}{R_a} = \frac{(R_a + R_m)^2 + (X_m + X)^2}{R_a^2 + X^2}$$

将此式整理为  $X$  的一元二次方程式, 求解并取有理根, 得

$$X = \frac{1}{R_m} [X_m R_a - Z_m \sqrt{R_a(R_m + R_a)}]$$

或

$$\frac{X}{R_a} = \frac{X_m}{R_m} - \frac{Z_m}{R_m} \sqrt{\frac{R_m + R_a}{R_a}}$$

由(4-29)式可知,  $\sqrt{\frac{R_m + R_a}{R_a}} = \frac{I}{I_m}$ , 代入上式得

$$X = \frac{R_a}{R_m} \left( X_m - Z_m \frac{I}{I_m} \right) \quad (4-31)$$

由(4-30)式可知,  $\frac{R_a}{R_m} = \frac{1}{\left(\frac{I}{I_m}\right)^2 - 1}$ , 将此式代入(4-31)式

后, 最后得到副相回路总电抗

$$X = \frac{X_m - Z_m \frac{I}{I_m}}{\left(\frac{I}{I_m}\right)^2 - 1} \quad (4-32)$$

从  $X$  中减去副相绕组的电抗  $X_a$ , 便是此时应接入的容抗值  $X_c$ , 即

$$-X_c = \frac{X_m - Z_m \frac{I}{I_m}}{\left(\frac{I}{I_m}\right)^2 - 1} - X_a$$

## 4-5 单相电动机的工作特性

单相电阻起动或电容起动异步电动机在正常工作时, 起动元件及副相绕组均与电源切断, 电机在主相绕组单独工作下运行。此时, 电机的工作特性仅取决于主相绕组, 其等值电路形式和图 2-14a) 相同。

### 1. 空载电流 $I_0$

所谓空载是指电机输出转轴不带任何负载时的状态。此时, 电机的转速几乎接近同步转速, 即  $S \approx 0$ 。在图 2-14a) 中, 于是有  $\frac{R'_{Rm}}{S} \rightarrow \infty$ , 即可

认为转子正序回路断开。在负序回路

中, 转子电抗  $X'_{Rm}$  远大于电阻  $\frac{R'_{Rm}}{2-S}$ , 而比  $X_{mm}$  小得多, 因而可看成只有  $\frac{X'_{Rm}}{2}$  起作用。另外, 如再忽略数值一般很小的定子主相绕组电阻  $R_{sm}$ , 则图 2-14a) 可简化成图 4-12。

由图 4-12 可见, 电路的电压方程式为

$$\dot{U} = j\dot{I}_0 \left( X_{sm} + \frac{1}{2} X_{mm} + \frac{1}{2} X'_{Rm} \right)$$

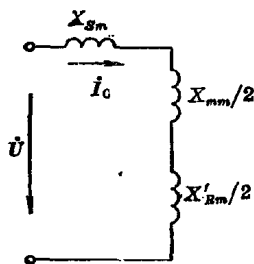


图 4-12 空载等值电路

空载电流  $I_0$  的大小为

$$I_0 = \frac{2U}{2X_{sm} + X_{mm} + X'_{Km}} = \frac{2U}{X_{m0} + X_{mK}} \quad (4-33)$$

式中

$$X_{m0} = X_{sm} + X_{mm}$$

$$X_{mK} = X_{sm} + X'_{Km}$$

在下一章将讨论到,  $X_{m0}$  和  $X_{mK}$  相当于两相电机对称运行时的空载电抗和短路电抗。一般, 短路电抗  $X_{mK}$  是不大的, 因而, (4-33) 式可近似写成

$$I_0 \approx \frac{2U}{X_{m0}}$$

即单相电机的空载电流几乎是两相对称运行电机的两倍。而在两相对称运行的电机中, 空载电流接近激磁电流, 因而, 在设计和使用单相电机时必需注意。

## 2. 定子电流 $I_{sm}$

和起动时的讨论一样, 图 4-4 a) 中的参数并联部分, 可改成串联形式, 并将定子绕组参数分别加入对应的正、负序参数后, 用  $R_{mf}$ 、 $X_{mf}$ 、 $R_{mb}$  和  $X_{mb}$  表示, 如图 4-13 所示。

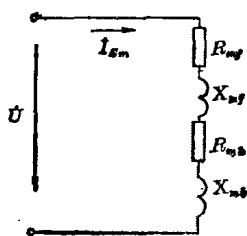


图 4-13 单相电机  
等值电路

于是, 可直接写出其电压方程式为

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}_{sm}(R_{mf} + jX_{mf}) \\ &\quad + \dot{I}_{sm}(R_{mb} + jX_{mb}) \\ &= \dot{I}_{sm}(R_m + jX_m) \\ &= \dot{I}_{sm}Z_m \end{aligned}$$

定子电流  $\dot{I}_{sm}$  为

$$\dot{I}_{sm} = \frac{\dot{U}}{Z_m} \quad (4-34)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} \text{电机总阻抗} \quad Z_m &= R_m + jX_m \\ \text{电机总电阻} \quad R_m &= R_{mf} + R_{mb} \\ \text{电机总电抗} \quad X_m &= X_{mf} + X_{mb} \end{aligned} \right\} \quad (4-35)$$

$R_{mf}$ 、 $R_{mb}$ 、 $X_{mf}$  和  $X_{mb}$  按(4-4)和(4-5)式计算。

### 3. 输出功率 $P_2$ 和输出转矩 $M_2$

在第二节讨论起动转矩时已经指出，单相电机的有效电磁功率  $P_M$  应是等值电路中的转子电流在转子电阻上的焦耳能量之差，即(4-14)式。这里，因为副相绕组已断开，所以只有主相电流  $\dot{I}_m$ ，因此，在由(4-14)式推导到(4-15)式后，只要用  $I_o=0$  代入就可得到此时的有效电磁功率  $P_M$  为

$$P_M = I_{sm}^2 (R'_f - R'_b) \quad (4-36)$$

式中

$$R'_f = R_{mf} - \frac{R_{sm}}{2}$$

$$R'_b = R_{mb} - \frac{R_{sm}}{2}$$

有效电磁功率  $P_M$  是以同步转速  $n_0$  计算的。但电机转子实际转速为  $n$ ，因此，它能转换为全部的机械功率  $P_2$  应是  $P_M$  和相对转速  $\frac{n}{n_0}$  的乘积，即

$$P_2 = P_M \frac{n}{n_0} = P_M (1-S) \quad (4-37)$$

这里的  $P_2$  是电机可能产生的全部机械功率。如果不考虑机械损耗等，则转轴上的输出转矩  $M_2$  应是  $P_2$  除以实际角速度  $\omega$ ，即

$$\begin{aligned} M_2 &= \frac{P_2}{\omega} = \frac{60P_2}{2\pi n} = \frac{60P_M(1-S)}{2\pi n_0(1-S)} \\ &= \frac{60P_M}{2\pi n_0} \quad (\text{牛顿米}) \\ &= \frac{60P_M}{9.81 \times 2\pi n_0} = 0.974 \frac{P_M}{n_0} \quad (\text{公斤力米}) \quad (4-38) \end{aligned}$$

### 4. 效率 $\eta$ 和功率因数 $\cos \varphi$

由(4-35)式算得电机的总阻抗  $Z_m$ 、总电阻  $R_m$  后，可计

算电机的功率因数  $\cos \varphi$ , 即

$$\cos \varphi = \frac{R_m}{Z_m} \quad (4-39)$$

于是, 电机的输入功率  $P_1$  为

$$P_1 = I_{sm} U \cos \varphi \quad (4-40)$$

输出功率  $P_2$  与输入功率  $P_1$  的比值, 就是效率  $\eta$ , 即

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100(\%) \quad (4-41)$$

## 4-6 单相电动机的调速方式

单相异步电动机和三相异步电动机一样, 工作在异步状态下, 即转速低于同步转速。通常, 要实现无级调速是比较困难的。如采用变频调速, 由于变频线路相当复杂, 而且成本较高, 对于小功率的单相异步电动机, 特别是电阻起动或电容起动电机是不经济的, 很少采用。如用降压调速, 则在低电压时, 转矩明显下降, 但转速变化并不明显, 也是不适用的。所以, 单相异步电动机的调速问题, 一般是指电机的正、反转和转速的有级调节。

### 1. 正、反转工作

单相异步电动机起动时的转子转向, 是在主、副相绕组产生的磁势中, 从时间上超前的磁势轴线向落后的磁势轴线旋转。在电阻起动和电容起动的情况下, 副相绕组的磁势轴线, 即电流相量的方向总是落后于主相绕组, 所以, 转子的转向都是从主相绕组的磁势轴线向副相旋转。电机起动后, 副相绕组切断, 电机的转向仍保持起动时的转向不变。

如果主相或副相绕组的磁势轴线有一相改变  $180^\circ$  时, 则两相绕组的磁势轴线在空间上的相位关系就与前相反, 电机可反向旋转。为了使磁势轴线反向, 只要用一倒顺开关使其

绕组接线相反就可以了。但由于电阻起动和电容起动电机一般都用离心式开关使副相绕组与电源断开，而离心开关又装在转轴上同轴旋转。它的结构决定了离心开关在反转时不能动作或动作不可靠，因此，带有离心开关的电机一般不能进行正、反转工作。

## 2. 变极调速

异步电机的同步转速与极数成反比，因此，改变定子绕组的极数，就可以实现电机的转速变化。

在电阻起动或电容起动电机中，为了实现变极调速，可将其主相绕组的各个线圈组，用一转换开关，使之串联或并联，以产生不同的磁极数，获得不同的同步转速。例如，第三章的图 3-4 有两个线圈组，它们首尾串接即相互串联时，可产生四个磁极，电机同步转速为  $n_0=1500$  转/分。如改为首首和尾尾连接，即相互并联，则只能产生两个磁极， $n_0=3000$  转/分，见图 4-14。

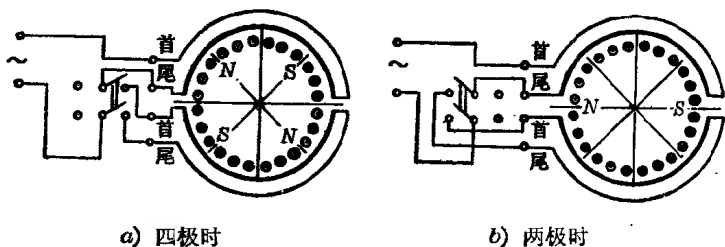


图 4-14 变极调速(2线圈组)

又如图 3-6 共有 4 个线圈组，同理，如按图首首和尾尾连接即相互并联时，可产生四个磁极， $n_0=1500$  转/分，如改成首尾相接即串联时，则产生八个磁极， $n_0=750$  转/分。



## 第五章 单相电容异步电动机

单相电容异步电动机的副相绕组分相元件是电容器，如果此分相电容器在电机起动和运行时始终参与工作，则称为工作电容器，这种电机就称为单相电容运转异步电动机。如果分相电容除了工作电容器外，还并联一个起动电容器，电机起动时，起动电容器和工作电容器同时参与工作，而当转子起动到75~80%同步转速时，起动电容器由起动开关切除电源，仅留下工作电容器参与电机运行时的工作，则构成单相双值电容异步电动机，又称单相电容起动和运转异步电动机。

可见，在电机正常运行时，这两种电机都只有一个工作电容器工作，其工作特性是完全相同的。只是在起动时，单相电容起动和运转异步电动机因为还有起动电容器同时参与工作，而且其值一般比工作电容器大得多，所以，只要电容选择得当，就可以获得良好的起动性能。当然，经过合理选择工作电容器，也可以得到与单相电容运转异步电动机同样良好的运行性能。

通常，这两种电机的主相绕组和副相绕组分别占有相同的定子槽数。但是，在一般情况下，主、副相绕组的匝数各不相等，是不对称的两相绕组，再加上副绕组回路又串接电容，主、副相绕组回路的阻抗不等，其中的电流也不相等，是不对称的两相电流，所以，气隙中的合成旋转磁势一般都是椭圆形的。

## 5-1 工 作 特 性

单相电容运转异步电动机定子上一般有轴线相互垂直的主、副相两相绕组。其中，副相绕组串接工作电容器  $C$  后再与主相绕组并联，接到电源，其电原理图如图 5-1 所示。

在第二章，已导出这种电机的等值电路图 2-14，电路中各变量的相量关系图 2-18。同样，为了便于计算，图 2-14 a) 和 b) 中的转子参数和激磁电抗并联部分，可以用对应的串联形式来表示。而且，如第四章 4-5 节所述，不对称运行的两相电动机中，主相绕组电流  $\dot{I}_m$  要受副相绕组参数的影响，副相绕组电流  $\dot{I}_a$  则要受主相绕组参数的影响。所以，在建立其等值电路图时，不能简单地分别列出主相和副相绕组回路的正、负序电路，再代数相加，而需用图 5-1 a) 所示的等值电路形式。

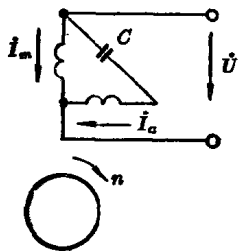


图 5-1 电原理图

如果将图中主、副相绕组的定子参数分成正、负序分量，再分别与转子和激磁参数的正、负序串联阻抗组合成主相和

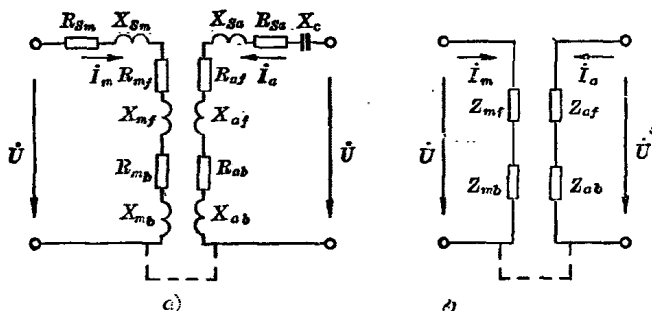


图 5-2 两相电机等值电路

副相回路总的正、负序阻抗, 则图 5-2a) 可改画成图 5-2b)。图中, 各参数的关系有

$$\left. \begin{aligned} Z_{mf} &= R_{mf} + jX_{mf} + \frac{1}{2}(R_{sm} + jX_{sm}) \\ Z_{mb} &= R_{mb} + jX_{mb} + \frac{1}{2}(R_{sm} + jX_{sm}) \\ Z_{af} &= R_{af} + jX_{af} + \frac{1}{2}(R_{sa} + jX_{sa} - jX_c) \\ Z_{ab} &= R_{ab} + jX_{ab} + \frac{1}{2}(R_{sa} + jX_{sa} - jX_c) \end{aligned} \right\} \quad (5-1)$$

图 5-2a) 是由图 2-14a) 和 b) 变化来的, 由一般电路的串并联运算, 可以导出各参数间的关系为

$$\left. \begin{aligned} R_{mf} &= \frac{\frac{R'_{Rm}}{S} \left( \frac{X_{mm}}{2} \right)^2}{\left( \frac{R'_{Rm}}{S} \right)^2 + \left( X'_{Rm} + \frac{X_{mm}}{2} \right)^2} \\ X_{mf} &= \frac{\frac{X_{mm}}{2} \left[ \left( \frac{R'_{Rm}}{S} \right)^2 + X'_{Rm} \left( X'_{Rm} + \frac{X_{mm}}{2} \right) \right]}{\left( \frac{R'_{Rm}}{S} \right)^2 + \left( X'_{Rm} + \frac{X_{mm}}{2} \right)^2} \\ R_{mb} &= \frac{\frac{R'_{Rm}}{2-S} \left( \frac{X_{mm}}{2} \right)^2}{\left( \frac{R'_{Rm}}{2-S} \right)^2 + \left( X'_{Rm} + \frac{X_{mm}}{2} \right)^2} \\ X_{mb} &= \frac{\frac{X_{mm}}{2} \left[ \left( \frac{R'_{Rm}}{2-S} \right)^2 + X'_{Rm} \left( X'_{Rm} + \frac{X_{mm}}{2} \right) \right]}{\left( \frac{R'_{Rm}}{2-S} \right)^2 + \left( X'_{Rm} + \frac{X_{mm}}{2} \right)^2} \\ R_{af} &= \frac{\frac{R'_{Ra}}{S} \left( \frac{X_{ma}}{2} \right)^2}{\left( \frac{R'_{Ra}}{S} \right)^2 + \left( X'_{Ra} + \frac{X_{ma}}{2} \right)^2} \end{aligned} \right\} \quad (5-2)$$

$$\begin{aligned}
 X_{af} &= \frac{\frac{X_{m0}}{2} \left[ \left( \frac{R'_{Ra}}{S} \right)^2 + X'_{Ra} \left( X'_{Ra} + \frac{X_{m0}}{2} \right) \right]}{\left( \frac{R'_{Ra}}{S} \right)^2 + \left( X'_{Ra} + \frac{X_{m0}}{2} \right)^2} \\
 R_{ab} &= \frac{\frac{R'_{Ra}}{2-S} \left( \frac{X_{m0}}{2} \right)^2}{\left( \frac{R'_{Ra}}{2-S} \right)^2 + \left( X'_{Ra} + \frac{X_{m0}}{2} \right)^2} \\
 X_{ab} &= \frac{\frac{X_{m0}}{2} \left[ \left( \frac{R'_{Ra}}{2-S} \right)^2 + X'_{Ra} \left( X'_{Ra} + \frac{X_{m0}}{2} \right) \right]}{\left( \frac{R'_{Ra}}{2-S} \right)^2 + \left( X'_{Ra} + \frac{X_{m0}}{2} \right)^2}
 \end{aligned}$$

将这些参数代入(5-1)式, 就可以计算主、副相绕组回路总的正、负序阻抗, 由此可以分析计算电机的主要性能。

### 1. 定子电流

单相电容运转电动机运行时的定子电流, 可按第四章4-3节的过程推导, 其推导结果的形式也是相同的, 即和(4-11)及(4-11a)式完全一样, 为

$$\left. \begin{aligned}
 \dot{I}_{mf} &= \frac{Z_{ab} - jK Z_{mb}}{Z_{mf} Z_{ab} + Z_{mb} Z_{af}} \dot{U} \\
 \dot{I}_{mb} &= \frac{Z_{af} + jK Z_{mf}}{Z_{mf} Z_{ab} + Z_{mb} Z_{af}} \dot{U} \\
 \dot{I}_{af} &= \frac{Z_{mb} + j\frac{1}{K} Z_{ab}}{Z_{mf} Z_{ab} + Z_{mb} Z_{af}} \dot{U} \\
 \dot{I}_{ab} &= \frac{Z_{mf} - j\frac{1}{K} Z_{af}}{Z_{mf} Z_{ab} + Z_{mb} Z_{af}} \dot{U}
 \end{aligned} \right\} \quad (5-3)$$

只是, (5-3)式中的各个阻抗参数均应按(5-1)式计算。

## 2. 电磁转矩

电磁转矩的推导过程及其结果也和第四章 4-3 节一样, 即有效电磁功率  $P_M$  的表达式为(4-17)式, 即

$$P_M = \frac{1}{2} (I_m^2 + I_a'^2) (R_{mf} - R_{mb}) + I_m I_a' (R_{mf} + R_{mb}) \sin \varphi \quad (5-4)$$

同样, 式中的参数需按(5-2)式计算,  $\varphi$  为  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a'$  间的相位差。

电磁转矩  $M$  为  $P_M$  除以同步角速度  $\omega_c$ , 即

$$\begin{aligned} M &= \frac{P_M}{\omega_c} = \frac{60}{2\pi n_0} P_M \quad (\text{牛顿米}) \\ &= \frac{60}{9.81 \times 2\pi n_0} P_M \quad (\text{公斤力米}) \end{aligned} \quad (5-5)$$

## 5-2 获得圆形旋转磁势的条件

在一般情况下, 单相电容运转异步电动机是在不对称的两相绕组及其不对称的两相电流条件下运行的, 空间产生的合成旋转磁势是椭圆形的。此时, 由于负序旋转磁势起着制动作用, 使电机性能变差。为了提高电机的运行性能, 要求主、副相绕组产生的合成旋转磁势为圆形, 也就是要使主、副相绕组回路中的负序电流  $\dot{I}_{mb}$  和  $\dot{I}_{ab}$  为零, 不产生负序旋转磁势。由于  $\dot{I}_{ab}' = -j\dot{I}_{mb}$ , 可见, 只要  $\dot{I}_{mb}$  或  $\dot{I}_{ab}$  其中之一为零, 则另一个也必然为零。因此, 满足产生圆形旋转磁势的条件是使(5-3)式中的  $\dot{I}_{mb}$  或  $\dot{I}_{ab}$  为零。这里, 取  $\dot{I}_{ab} = 0$ , 则有

$$Z_{mf} - j \frac{1}{K} Z_{af} = 0 \quad (5-6)$$

由(5-1)式可知

$$Z_{mf} = \left( R_{mf} + \frac{1}{2} R_{sm} \right) + j \left( X_{mf} + \frac{1}{2} X_{sm} \right) = R'_{mf} + j X'_{mf} \quad (5-7)$$

式中  $R'_{mf} = R_{mf} + \frac{1}{2} R_{sm}$

$$X'_{mf} = X_{mf} + \frac{1}{2} X_{sm}$$

$R'_{mf}$  和  $X'_{mf}$  分别为主相绕组的正序等值电路的总电阻和总电抗。

同样, 由(5-1)式可知

$$\begin{aligned} Z_{af} &= \left( R_{af} + \frac{1}{2} R_{sa} \right) + j \left( X_{af} + \frac{1}{2} X_{sa} - \frac{1}{2} X_c \right) \\ &= R'_{af} + j X'_{af} - \frac{1}{2} j X_c \end{aligned}$$

式中  $R'_{af} = R_{af} + \frac{1}{2} R_{sa}$

$$X'_{af} = X_{af} + \frac{1}{2} X_{sa}$$

$R'_{af}$  和  $X'_{af}$  分别为副相绕组的正序等值电路的总电阻和总电抗。再由(2-37)式的折算关系  $R_a = K^2 R_m$  和  $X_a = K^2 X_m$ , 此式可改写为

$$Z_{af} = K^2 R'_{mf} + j K^2 X'_{mf} - \frac{1}{2} j X_c \quad (5-8)$$

将(5-7)和(5-8)式代入(5-6)式, 整理后得

$$\left( R'_{mf} + K X'_{mf} - \frac{1}{2K} X_c \right) + j (X'_{mf} - K R'_{mf}) = 0$$

等于零的复数, 其实数部分和虚数部分都等于零, 即

$$\left. \begin{aligned} R'_{mf} + K X'_{mf} - \frac{1}{2K} X_o &= 0 \\ X'_{mf} - K R'_{mf} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5-9)$$

由(5-9)式的第二式, 可得

$$K = \frac{X'_{mf}}{R'_{mf}} = \frac{X_{sm} + 2X_{mf}}{R_{sm} + 2R_{mf}} = \operatorname{tg} \varphi_m \quad (5-10)$$

即系数  $K$  为圆形旋转磁势时的主、副相绕组的有效匝数比。式中,  $\varphi_m$  为主相绕组正序电流  $\dot{I}_{mf}$  与电源电压  $\dot{U}$  之间的夹角。

由(5-9)式的第一式, 可得

$$X_o = 2K R'_{mf} + 2K^2 X'_{mf} \quad (5-11)$$

即  $X_o$  为圆形旋转磁势时副相绕组回路应串接的容抗。

由(5-10)式可知,  $K R'_{mf} = X'_{mf}$ , 将其代入(5-11)式可得

$$X_o = 2X'_{mf} + 2K^2 X'_{mf}$$

又由折算关系  $X_o = K^2 X_m$ , 此式变为

$$X_o = 2(X'_{mf} + X'_{af})$$

即此时的容抗等于主相和副相正序电抗之和的两倍。但电机是按图 2-10 的原则分解的, 正序电抗和负序电抗分别相等, 且都等于主、副相等值电路总电抗的一半。所以, 如用主、副相绕组等值电路的总电抗  $X_m$  和  $X_o$  表示时, 上式变为

$$X_o = X_m + X_o \quad (5-12)$$

即容抗等于主相和副相绕组等值电路的总电抗之和。

$X_o$  确定后, 电容  $C$  的值可按下式计算:

$$C = \frac{10^6}{2\pi f X_o} \quad (\text{微法}) \quad (5-13)$$

上列各式中,  $R_{mf}$ 、 $X_{mf}$ 、 $R_{af}$ 、 $X_{af}$  都是随转差率  $S$  变化的。所以, 上面导得的圆形旋转磁势条件, 在不同的  $S$  时, 其值是不同的。也就是说, 一个确定的  $X_o$  值, 只对应于一种转

子转速, 如对应于额定转速, 则可改善额定运行性能, 而启动时的磁势是椭圆形的, 启动性能较差。

### 5-3 对称运行时的工作特性

如前所述, 电机中产生圆形旋转磁势时,  $I_{mb} = I_{ab} = 0$ , 所以,  $\dot{I}_m = \dot{I}_{mf}$ ,  $\dot{I}_a = \dot{I}_{af}$ , 且由于  $\dot{I}'_a = j\dot{I}_{mf}$ , 于是有

$$\dot{I}'_a = j\dot{I}_m$$

可见, 折算后的主、副相绕组电流的幅值相等, 相位差为  $90^\circ$ , 是对称的两相电流。同时, 在第二章中已指出, 不对称的两相绕组, 经过折算后, 成为对称的两相绕组。所以, 当旋转磁势为圆形时, 表示对称的两相电流流入对称的两相绕组, 此时, 称电机处于对称的条件下运行。

#### 1. 定子电流

电机在圆形旋转磁场下工作时,  $I_{mb} = I_{ab} = 0$ , 由(5-3)式的第二和第四式, 可知应有

$$Z_{af} = -jKZ_{mf}$$

$$Z_{mf} = j\frac{1}{K}Z_a$$

分别代入(5-3)式的第一和第三式, 经整理后, 可得此时的主、副相绕组电流的表达式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_m = \dot{I}_{mf} &= \frac{\dot{U}}{Z_{mf}} = \frac{2\dot{U}}{Z_m} \\ \dot{I}_a = \dot{I}_{af} &= \frac{\dot{U}}{Z_{af}} = \frac{2\dot{U}}{Z_a} \end{aligned} \right\} \quad (5-14)$$

于是, 电源输入的电机总电流  $\dot{I}$  为

$$\dot{I} = \dot{I}_m + \dot{I}_a = \left( \frac{2}{Z_m} + \frac{2}{Z_a} \right) \dot{U}$$

再将  $Z_{af} = -jKZ_{mf}$  的对称条件代入, 整理后得



$$\left. \begin{aligned} \dot{I} &= \frac{2\dot{U}}{Z_m} \left( 1 + j \frac{1}{K} \right) \\ I &= \frac{2U}{Z_m} \sqrt{1 + \frac{1}{K^2}} \end{aligned} \right\} (5-15)$$

此时, 电机内主、副相绕组回路的电流、电压和电源电压的相量关系和图 2-18 是相同的, 但因为在对称条件下, 所以,  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  的相位差角  $\varphi = 90^\circ$ , 如图 5-3a) 所示。在忽略了电容  $C$  的内阻  $R_c$  后, 其电压和电流关系可简化为图 5-3b) 所示。

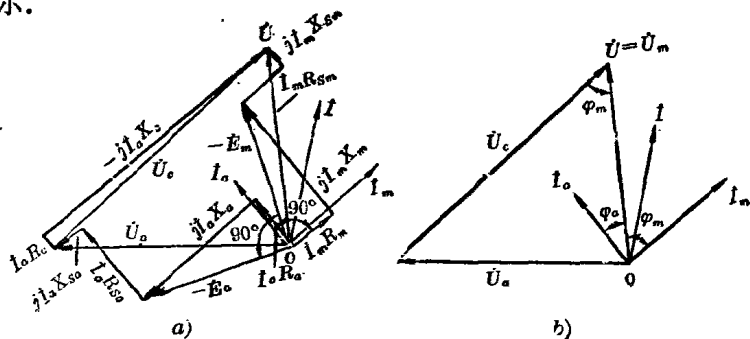


图 5-3 对称条件下的相量关系

## 2. 电磁转矩

同样, 由于  $\dot{I}'_a = j\dot{I}_m$ , 即折算后的副相绕组电流和主相绕组电流幅值相等, 相位差  $\varphi = 90^\circ$ , 且在对称条件下,  $I_{m0} = I_{a0} = 0$ ,  $R_{mf} = R_{mb} = R_m/2$ , 分别代入(5-4)式, 可得此时的有效电磁功率  $P_M$

$$P_M = I_m^2 R_m \quad (5-16)$$

电磁转矩  $M$  为

$$\begin{aligned} M &= \frac{60}{2\pi n_g} P_M = 9.549 \frac{P_M}{n_g} \quad (\text{牛顿米}) \\ &= \frac{60}{9.81 \times 2\pi n_g} P_M = 0.975 \frac{P_M}{n_g} \quad (\text{公斤力米}) \end{aligned} \quad (5-17)$$

### 3. 电机损耗

电机在运行时,本身需要消耗一部分能量,称为电机的损耗。它主要包括三部分,即定、转子的电阻损耗及定、转子的铁心损耗和机械损耗。

定子的电阻损耗  $P_{cuS}$  是指主、副相绕组电流分别在其绕组中的电阻损耗,即

$$P_{cuS} = P_{cuSm} + P_{cuSa} = I_m^2 R_{Sm} + I_a^2 R_{Sa}$$

定子铁耗  $P_{FeS}$  包括定子铁心材料中的磁势交变时产生的磁滞和涡流损耗,计算比较复杂,通常都用由材料试验得到的损耗曲线查得的近似值。即根据定子齿部和轭部的磁通密度  $B_{St}$  和  $B_{Sj}$ , 在所用材料的损耗曲线上查得单位重量的齿部铁耗和轭部铁耗,再分别乘以齿和轭的重量后相加得到。

转子电阻损耗  $P_{cuR}$  比较复杂,但在圆形旋转磁势的条件下,转子内的负序电流为零,因而,转子电阻损耗只有转子电流  $I_R$  在转子电阻  $R_R$  上的损耗,即

$$P_{cuR} = I_R^2 R_R$$

同样,转子铁耗  $P_{FeR}$  比较复杂,但在正常运行时,由于  $S$  很小,转子中交变磁通的频率  $Sf$  很小,所以转子铁耗不大。

电机的机械损耗  $P_{mec}$  包括由轴承摩擦及风阻摩擦等引起的损耗,通常与轴承性能、电机结构及加工水平有很大关系,不容易精确计算,一般可根据生产厂的生产经验通过大量试验确定取值范围。

另外,电机气隙磁势还包含一部分高次谐波,它们也将产生一定的定、转子电阻和铁心损耗,这部分损耗称为附加损耗  $P_{ad}$ , 也很难精确计算,一般可取电机额定功率  $P_N$  的  $(0.5 \sim 3)\%$ 。

电机的总损耗  $P_t$  为上列各种损耗之和,即

$$P_t = P_{cuS} + P_{cuR} + P_{FeS} + P_{FeR} + P_{mec} + P_{ad} \quad (5-18)$$

#### 4. 效率和功率因数

在对称条件下, 由(5-7)式可计算主相绕组的功率因数为

$$\cos \varphi_m = \frac{R'_{mj}}{Z_{mj}} = \frac{R_m + R_{Sm}}{Z_m}$$

同理, 可算得到副相绕组的功率因数为

$$\cos \varphi_a = \frac{R'_{aj}}{Z_{aj}} = \frac{R_a + R_{Sa}}{Z_a}$$

两相绕组的输入功率分别为

$$P_m = UI_m \cos \varphi_m$$

$$P_a = UI_a \cos \varphi_a$$

总的输入功率为

$$P_1 = P_m + P_a = UI_m \cos \varphi_m + UI_a \cos \varphi_a = UI \cos \varphi$$

即电机的功率因数为

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{UI} \quad (5-19)$$

电机总的输入功率  $P_1$  减去定子内的损耗  $P_{cuS}$  和  $P_{FeS}$ , 就是通过气隙传递到转子上的有效电磁功率  $P_M$ , 即

$$P_M = P_1 - P_{cuS} - P_{FeS}$$

有效电磁功率  $P_M$  再减去转子内的损耗  $P_{cuR}$  和  $P_{FeR}$ 、机械损耗  $P_{mec}$  及附加损耗  $P_{ad}$ , 就是电机实际的输出功率  $P_2$ , 即

$$\begin{aligned} P_2 &= P_M - P_{cuR} - P_{FeR} - P_{mec} - P_{ad} \\ &= P_1 - P_{cuS} - P_{cuR} - P_{FeS} - P_{FeR} - P_{mec} - P_{ad} \\ &= P_1 - P_t \end{aligned}$$

于是, 效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \times 100(\%) \quad (5-20)$$

## 5-4 对称条件下的空载和起动特性

上面两节讨论的是一般形式的对称条件及其工作特性,并且指出,对应于不同的转子转速,获得圆形旋转磁势的对称条件,在数值上是不相等的。换句话说,在某一转子转速,例如额定转速时,电机可以处于对称条件下运行,获得较佳的工作特性,但在另一转速如起动或负载改变的非额定转速时,电机就不可能仍处于对称条件,此时的特性就不是最佳。因此,对于单相电容运转异步电动机来说,额定时的工作特性虽可获得最佳,但其起动性能必然较差。要同时获得比较理想的额定运行性能和起动性能,唯一的办法是采用双值电容形式,即副相绕组串接二个并联的电容器,在起动时,二个电容器同时参与工作,在额定状态时,其中一个电容器即起动电容器脱离电源,由工作电容器单独工作。

### 1. 起动特性

如果电机是在对称条件下起动,由于负序电流等于零,等值电路图 2-14 中的转子负序电路可以看成是短路的。而在其正序回路中,起动时,  $S=1$ , 即  $R'_{Rm}/S=R'_{Rm}$ ,  $R'_{Ra}/S=R'_{Ra}$ , 它们分别比  $X'_{Rm}$  和  $X'_{Ra}$  小得多。一般, 激磁电抗  $X_{mm}$  和  $X_{ma}$  较大, 在只需粗略计算时, 激磁支路可以看成是开路的, 于是, 图 2-14 可简化成图

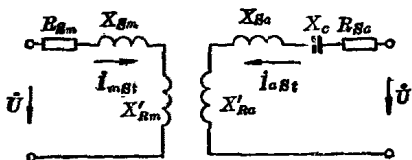


图 5-4 起动等值电路

5-4.

由图 5-4 可知, 两绕组回路的总电抗为

$$\left. \begin{aligned} X_{mK} &= X_{sm} + X'_{Rm} \\ X_{aK} &= X_{sa} + X'_{Ra} - X_c \end{aligned} \right\} \quad (5-21)$$

$X_{mK}$  和  $X_{aK}$  分别称为主、副相绕组回路的短路电抗。

由于定子绕组电阻  $R_{sm}$  和  $R_{sa}$  一般不大, 所以, 主、副相绕组回路的电流大小分别近似为

$$\left. \begin{aligned} I_{msl} &\approx \frac{U}{X_{mK}} \\ I_{asl} &\approx \frac{U}{X_{aK}} \end{aligned} \right\} \quad (5-22)$$

电机在起动和堵转时, 转子转速都等于零, 所以, 电机内部的电磁关系在起动和堵转时是相同的。

在对称条件下起动时, 应有

$$\dot{I}'_a = j\dot{I}_m = K\dot{I}_a$$

即  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  的相位差为  $90^\circ$ , 因此, (5-22) 式可写成

$$\begin{aligned} \dot{I}_{msl} &= \frac{\dot{U}}{X_{mK}} \\ \dot{I}_{asl} &= j \frac{\dot{U}}{X_{aK}} \end{aligned}$$

于是电机总的起动电流  $\dot{I}_{sl}$  为

$$\dot{I}_{sl} = \dot{I}_{msl} + \dot{I}_{asl} = \left( \frac{1}{X_{mK}} + j \frac{1}{X_{aK}} \right) \dot{U} \quad (5-23)$$

将(5-23)式代入(5-16)式, 可得到电机在对称条件下起动时的有效电磁功率  $P_{sl}$  为

$$P_{sl} = 2I_{sl}^2 R_{mf} = I_{sl}^2 R_m$$

起动转矩  $M_{sl}$  为

$$\begin{aligned} M_{sl} &= 9.549 \frac{P_{sl}}{n_c} \quad (\text{牛顿米}) \\ &= 0.975 \frac{P_{sl}}{n_c} \quad (\text{公斤力米}) \end{aligned} \quad (5-24)$$

## 2. 空载特性

如果电机是在对称条件下空载运行, 在图 2-14 中, 同样,

转子负序回路是短路的。而在其正序回路时，由于转子的空载速度几乎接近同步转速  $n_s$ ，可近似认为  $S=0$ 。此时，正序电路中的  $R'_{Rr}/S$  和  $R'_{Ra}/S$  都趋向无限大，即转子正序电路可看成是开路的，正序回路中只有激磁电抗  $X_{mm}$  和  $X_{ma}$  起作用。于是，图 2-14 可以简化成图 5-5。

同样，由图 5-5 可直接得到两绕组回路的总电抗为

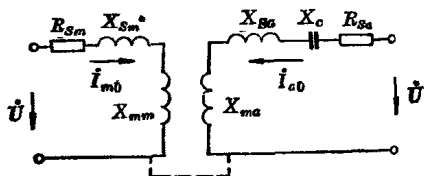


图 5-5 空载等值电路

$$\left. \begin{aligned} X_{m0} &= X_{sm} + X_{mm} \\ X_{a0} &= X_{sa} + X_{ma} - X_c \end{aligned} \right\} \quad (5-25)$$

$X_{m0}$  和  $X_{a0}$  分别称为主、副相绕组回路的空载电抗。

由于  $R_{sm}$  和  $R_{sa}$  不大，主、副相绕组电流的大小可分别近似为

$$\left. \begin{aligned} I_{m0} &\approx \frac{U}{X_{m0}} \\ I_{a0} &\approx \frac{U}{X_{a0}} \end{aligned} \right\} \quad (5-26)$$

对于电容起动和运转的电动机，空载运行时也可建立接近于圆形的旋转磁场，即也在接近于对称的条件下。因此，主、副相绕组电流的相位差接近  $90^\circ$ ，基本上能保持关系式

$$\dot{I}'_a = j \dot{I}_m$$

因此，(5-26)式可写成

$$\begin{aligned} \dot{I}_{m0} &= \frac{\dot{U}}{X_{m0}} \\ \dot{I}_{a0} &= j \frac{\dot{U}}{X_{a0}} \end{aligned}$$

于是，电机总的空载电流  $\dot{I}_0$  为

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_{m0} + \dot{I}_{a0} = \left( \frac{1}{X_{m0}} + j \frac{1}{X_{a0}} \right) \dot{U} \quad (5-27)$$

空载时的电机输出转矩为零。

## 5-5 变比 $K$ 和电容 $C$ 的选择

要获得圆形旋转磁势,以改善电机性能,必须合理选择变比  $K$  和电容  $C$ 。

变比  $K$  的物理意义是副相绕组的有效匝数与主相绕组之比,即

$$K = \frac{K_{ap0} W_a}{K_{apm} W_m}$$

在单相电容运转异步电动机中,主、副相绕组的形式通常是一样的,此时,两绕组的绕组系数相等,即  $K_{apm} = K_{ap0}$ , 所以变比  $K$  可简写为

$$K = \frac{W_a}{W_m}$$

由(5-10)式可知,电机对称运行的条件之一是

$$K = \frac{X_{sm} + 2X_{mf}}{R_{sm} + 2R_{mf}} = \frac{X_{sm} + X_m}{R_{sm} + R_m}$$

一般,  $K$  值大于1,也就是说,主相绕组的匝数一般比副相绕组少。但是,由(5-16)式又可知,电机产生的有效电磁功率  $P_M$  正比于  $R_m$ ,  $R_m$  不能过小,所以变比  $K$  的取值范围一般为1~2。

一般,当电容  $C$  不变而  $K$  值增大,即相对增加副相绕组的有效匝数时,主、副相绕组中的电流随之减少,由此导致电机起动转矩和输出转矩减少,此时,为了保持仍能接近于对称条件,一般应增加电容  $C$  的值。

电容  $C$  增大后,虽然可以增大起动转矩,但是,电机的起

动电流、运行时的副相绕组电流等也相应增大,且产品成本也增加,而启动转矩的增大却是有一定限度的,所以电容 $C$ 的值应根据具体情况适当选取,不宜过大。

### 5-6 三相异步电动机的单相运行

普通的三相异步电动机都可以在单相电源中运行,而不需要改变任何结构和绕组参数。图5-6为其常用的接线图,其中,图a)为 $\gamma$ 接法,图b)为 $\Delta$ 接法。

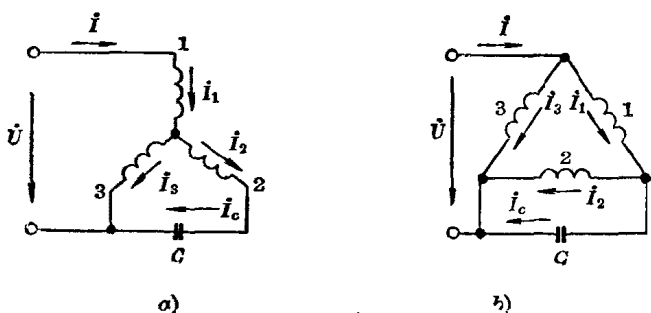


图5-6 三相电动机的单相运行

三相电机的绕组和单相电机不同,其三相绕组的匝数分别相等,均为 $W$ ,而轴线则相互相差 $\varphi=120^\circ$ 。因此,当其中二相串联时,串联总匝数为 $2W$ ,但由于磁势在空间各自相差 $120^\circ$ ,所以其合成磁势并不是每相磁势的二倍,即串联后的绕组有效匝数并不等于 $2W$ 。实际上,由图5-6可见,三相绕组中的电流并不相等,所以各相绕组产生的磁势幅值也不相等。

#### 1. 电流关系

在图5-6a)的 $\gamma$ 接法时,主相绕组由第一和第三相绕组串联组成,副相绕组由第一和第二相绕组串联组成,且有



$$\left. \begin{aligned} \dot{I} &= \dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_3 \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}_c \end{aligned} \right\} \quad (5-28)$$

在图 5-6b) 的  $\triangle$  接法时, 主相绕组由第 3 相绕组单独组成, 副相电路由第一相绕组和电容  $C$  串联组成, 第二相绕组仅影响副相绕组电流的幅值和相位, 且有

$$\left. \begin{aligned} \dot{I} &= \dot{I}_1 + \dot{I}_3 \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_2 + \dot{I}_c \end{aligned} \right\} \quad (5-29)$$

## 2. 电压关系

在图 5-6a)  $\gamma$  接法时, 显然有关系

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_1 + \dot{U}_3 \\ \dot{U}_3 &= \dot{U}_2 + \dot{U}_c \end{aligned} \right\} \quad (5-30)$$

在图 5-6b)  $\triangle$  接法时, 则有

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_3 = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_c \end{aligned} \right\} \quad (5-31)$$

由(5-28)~(5-31)式, 可知三相绕组和电容  $C$  的电压及电流的幅值,

## 3. 变比 $K$

图 5-6a)  $\gamma$  接法中, 主相和副相绕组分别由一、三相和一、二相绕组串联组成, 但串联的两相绕组轴线在空间上相互相差  $120^\circ$ , 即每个绕组产生的磁势有相位差, 串联后的总磁势应是两相绕组磁势的相量和, 如图 5-7a) 所示。

由图可见, 主、副相绕组的合成磁势  $\dot{F}_{13}$  和  $\dot{F}_{12}$  分别为

$$\begin{aligned} |\dot{F}_{13}| &= |\dot{F}_1 + \dot{F}_3| = |\sqrt{3} \dot{F}_1| = F_m \\ |\dot{F}_{12}| &= |\dot{F}_1 + \dot{F}_2| = |\sqrt{3} \dot{F}_1| = F_m \end{aligned}$$

可见,  $\dot{F}_{12}$  和  $\dot{F}_{13}$  的幅值相等, 但从图 5-7a) 可知, 它们的相位相差  $60^\circ$ 。在单相运行时, 由两个相互垂直的磁势分量

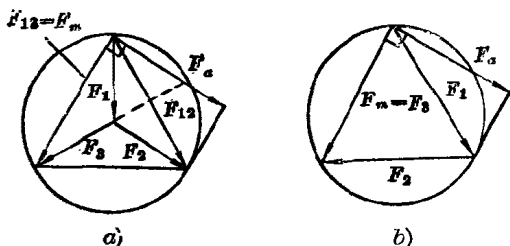


图 5-7 磁势关系

产生一个合成的旋转磁势, 如以主相绕组磁势  $\dot{F}_{12} = \dot{F}_m$  为基准, 有效的副相绕组磁势  $F_a$  应为

$$F_a = F_{12} \cos(90^\circ - 60^\circ) = \frac{3}{2} F_1$$

显然, 串联的两相绕组有效总匝数同样不是两个绕组的串联匝数的代数和, 应和磁势一样相量相加, 即主、副相绕组的合成有效总匝数应为

$$W_m = \sqrt{3} W_1$$

$$W_a = \frac{3}{2} W_1$$

式中,  $W_1$  为每相绕组的匝数,  $F_1$  为一相绕组产生的磁势。

主、副相绕组的匝数比为两相绕组的有效匝数比, 由于三相绕组完全相同, 绕组系数相等, 因而可等于实际匝数比。但是, 因此时是三相绕组以二相绕组的方式运行, 所以还要乘以一个将三相折算到二相的折算系数  $K'$ , 即

$$K' = \frac{m_2}{m_3} = \frac{2}{3}$$

因此, 主、副相绕组的有效匝数比  $K$  为

$$K = K' \frac{W_a}{W_m} = \frac{2}{3} \frac{\frac{3}{2} W_1}{\sqrt{3} W_1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (5-32)$$

图 5-6b)  $\Delta$  接法中, 主、副相绕组分别为第一相和第二相绕组, 同样可画出其磁势的相量关系, 如图 5-7b) 所示。其副相绕组有效磁势  $F_a$  为

$$F_a = F_1 \cos(90^\circ - 60^\circ) = \frac{\sqrt{3}}{2} F_1$$

对应的副相绕组有效匝数  $W_a$  为

$$W_a = \frac{\sqrt{3}}{2} W_1$$

再考虑到将三相绕组折算到二相绕组的折算系数  $K'$ , 则主、副相绕组的有效匝数比  $K$  为

$$K = K' \frac{W_a}{W_m} = \frac{2}{3} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} W_1}{W_1} = \frac{1}{\sqrt{3}}$$

与(5-32)式完全相同。由此可见:

(1) 三相对称电机在单相电源中运行时, 主、副相绕组的有效匝数比是单一的常数, 恒等于  $1/\sqrt{3}$ , 不受绕组参数和连接方式的影响;

(2) 此时,  $K$  值小于 1, 即副相绕组有效匝数小于主相绕组, 这与前面讨论的单相电机一般情况正好相反;

(3) 由于  $K$  是常数, 所以在一般情况下, 获得圆形旋转磁势的两个对称条件之一, 即  $K$  值条件不能通过适当选择电机的参数来满足。也就是说, 当只采用一个电容元件时, 三相绕组在单相运行时, 一般是不能获得圆形旋转磁势的。

#### 4. 获得圆形旋转磁势的条件

如前所述, 单相电容运转异步电动机获得圆形旋转磁势的条件, 是按(5-10)和(5-13)式选取  $K$  和  $C$  值。通常,  $K$  值大于 1。而三相电机单相运行时的  $K$  值为常数  $1/\sqrt{3}$ , 即小于 1。因此, 要使此时获得圆形旋转磁势, 除串接电容  $C$  外,

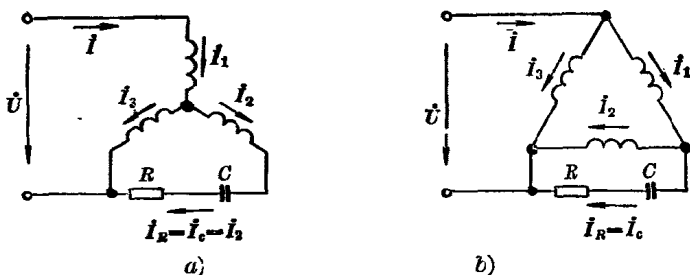


图 5-8 三相电机附加电阻后的单相运行

一般都要在副相绕组回路中再串接一个电阻  $R$ , 如图 5-8 所示。

此时, (5-8) 式副相总阻抗应为

$$Z_{af} = K^2 R'_{mf} + jK^2 X'_{mf} - \frac{1}{2} jX_c + R$$

经过同样的推导, (5-9) 式的第二式, 在对称条件下运行时应改写为

$$X'_{mf} - KR'_{mf} - \frac{1}{K} R = 0$$

由此, 可求得副相绕组回路需串接的附加电阻  $R$  值为

$$R = KX'_{mf} - K^2 R'_{mf} = \frac{1}{2\sqrt{3}} X_m - \frac{1}{6} R_m \quad (5-33)$$

容抗的计算公式与 (5-11) 式相同, 即

$$X_c = 2KR'_{mf} + 2K^2 X'_{mf} = \frac{1}{\sqrt{3}} R_m + \frac{1}{3} X_m \quad (5-34)$$

由此, 已知三相电机的绕组参数后, 就可以按 (5-33) 式和 (5-34) 式计算其在单相运行时的串接电阻  $R$  和电容  $C$  值。

通常, 合理选用  $R$  和  $C$  后, 单相运行的三相电机的有效输出功率可达三相电机额定功率的 65~70%。如低于此值过多, 则是元件选择不当, 应重新调整。表 5-1 为三相异步电

表 5-1 三相电机单相运行时的电容选用表

电动机容量	(瓦)	0.4	0.6	1.0	1.6	2.5	4	6
电 容 量 (微法)	Y	0.024	0.036	0.06	0.1	0.15	0.24	0.36
	$\Delta$	0.04	0.06	0.1	0.16	0.25	0.4	0.6

电动机容量	(瓦)	10	16	25	40	60	90
电 容 量 (微法)	Y	0.6	1	1.5	2.4	3.6	5.4
	$\Delta$	1	1.6	2.5	4	6	9

电动机容量	(瓦)	120	180	250	370	550	750
电 容 量 (微法)	Y	7.2	11	15	22	33	45
	$\Delta$	12.4	18	25	38	55	75

动机在单相运行时, 选用电容的参考值。

## 5-7 主、副相绕组轴线相隔任意角

前面讨论的单相电容运转异步电动机, 其主、副相绕组的轴线在空间相隔均为常用的  $90^\circ$  电角度, 即两相绕组轴线相互垂直。

在一些特殊场合时, 两相绕组的轴线在空间可能是相互不垂直的, 而成任意角, 设为  $\theta$ 。此时的电原理图如图 5-9 所示。

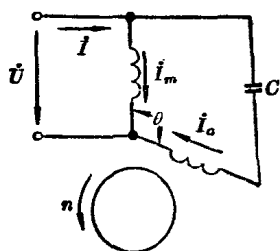


图 5-9 轴线相隔  $\theta$  角时的电原理图

### 1. 磁势表达式

在第二章中, 已给出主、副相绕组的轴线在空间相隔  $90^\circ$  电角度时的磁势表达式, 即(2-8)和(2-9)式。

显然, 只要用  $\theta$  代替其中的  $90^\circ$ , 就可以得到当两相绕组轴线相隔任意角  $\theta$  时的磁势表达式, 即

$$\left. \begin{aligned} f_m &= \frac{1}{2} F_{m\max} [\cos(x - \omega t) + \cos(x + \omega t)] \\ f_a &= \frac{1}{2} F_{a\max} [\cos(x - \omega t + \varphi - \theta) + \cos(x + \omega t - \varphi - \theta)] \end{aligned} \right\} \quad (5-35)$$

如果能满足条件  $F_{m\max} = F_{a\max} = F_{\max}$  和  $\varphi + \theta = 180^\circ$ , 则式中的第二式可写成

$$f_a = \frac{1}{2} F_{\max} [\cos(x - \omega t + \varphi - \theta) - \cos(x + \omega t)]$$

与(5-35)式第一式相加后得

$$\begin{aligned} f &= f_m + f_a = \frac{1}{2} F_{\max} [\cos(x - \omega t) + \cos(x - \omega t + \varphi - \theta)] \\ &= f_{mf} + f_{af} \end{aligned}$$

式中

$$\left. \begin{aligned} f_{mf} &= \frac{1}{2} F_{m\max} \cos(x - \omega t) \\ f_{af} &= \frac{1}{2} F_{a\max} \cos(x - \omega t + \varphi - \theta) \end{aligned} \right\} \quad (5-36)$$

即合成磁势  $f$  由两个顺时针旋转的磁势  $f_{mf}$  和  $f_{af}$  叠加而成。也就是说, 此时合成磁势  $f$  中不存在负序磁势, 所以  $f$  是一个圆形的旋转磁势。只是其幅值比轴线在空间相隔  $90^\circ$  电角度的相同绕组的小, 而且主、副相的正序磁势在空间上相差  $(\varphi - \theta)$  角。

## 2. 获得圆形旋转磁势的条件

由前述可知, 轴线相隔任意角  $\theta$  的两相绕组, 要产生圆形旋转磁势的条件是  $F_{m\max} = F_{a\max}$  和  $\varphi + \theta = 180^\circ$ , 因此有

$$\dot{F}_m = \dot{I}_m K_{dpm} W_m = \dot{F}_a = \dot{I}_a K_{dpa} W_a e^{-j\varphi}$$

即

$$\dot{I}_a = \frac{K_{dpm} W_m}{K_{dpa} W_a} \dot{I}_m e^{j\varphi} = \frac{1}{K} \dot{I}_m e^{j\varphi} \quad (5-37)$$

式中  $K$ ——主、副相绕组的有效匝数比,

$$K = \frac{K_{\phi p s} W_s}{K_{\phi p m} W_m}$$

在对称条件下, 主、副相绕组回路的负序电流均为零, 因而, 可写出其电压方程式为

$$\dot{U} = \dot{U}_m = \dot{I}_{mf} Z_{mf} = \dot{I}_m Z_{mf}$$

$$\dot{U} = \dot{U}_c = \dot{I}_{af} \left( Z_{af} - \frac{1}{2} j X_o \right) = \dot{I}_a \left( Z_{af} - \frac{1}{2} j X_o \right)$$

将(5-37)式代入后可得

$$\dot{I}_m Z_{mf} = \dot{I}_a \left( Z_{af} - \frac{1}{2} j X_o \right) = \frac{1}{K} \dot{I}_m \left( Z_{af} - \frac{1}{2} j X_o \right) e^{j\varphi}$$

即

$$Z_{mf} e^{-j\varphi} = \frac{1}{K} \left( Z_{af} - \frac{1}{2} j X_o \right) \quad (5-38)$$

式中

$$Z_{mf} = R_{mf} + j X_{mf}$$

$$Z_{af} = R_{af} + j X_{af}$$

将折算关系  $Z_{af} = K^2 Z_{mf}$  和欧拉公式  $e^{-j\varphi} = \cos \varphi - j \sin \varphi$  代入(5-38)式, 经整理后可得

$$\begin{aligned} (K R_{mf} - R_{mf} \cos \varphi - X_{mf} \sin \varphi) + j (K X_{mf} - X_{mf} \cos \varphi \\ + R_{mf} \sin \varphi - \frac{1}{2K} X_o) = 0 \end{aligned}$$

等于零的复数其实数和虚数部分都等于零, 因此

$$\left. \begin{aligned} K R_{mf} - R_{mf} \cos \varphi - X_{mf} \sin \varphi &= 0 \\ K X_{mf} - X_{mf} \cos \varphi + R_{mf} \sin \varphi - \frac{1}{2K} X_o &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (5-39)$$

由此式第一式得主、副相绕组此时的有效匝数比为

$$K = \frac{R_{mf} \cos \varphi + X_{mf} \sin \varphi}{R_{mf}} = \cos \varphi + \frac{X_{mf}}{R_{mf}} \sin \varphi \quad (5-40)$$

再将阻抗关系  $R_{mf} = Z_{mf} \cos \varphi_m$  和  $X_{mf} = Z_{mf} \sin \varphi_m$  代入, 则得

$$K = \cos \varphi + \frac{\sin \varphi_m \sin \varphi}{\cos \varphi_m} = \frac{\cos \varphi_m \cos \varphi + \sin \varphi_m \sin \varphi}{\cos \varphi_m} \\ = \frac{\cos(\varphi_m - \varphi)}{\cos \varphi_m}$$

在圆形旋转磁势时,应满足条件  $\varphi + \theta = 180^\circ$ , 代入上式后得

$$K = \frac{\cos[\varphi_m - (180^\circ - \theta)]}{\cos \varphi_m} = \frac{-\cos(\varphi_m + \theta)}{\cos \varphi_m} \quad (5-41)$$

式中,  $\varphi_m$  为主相绕组电流  $\dot{I}_m$  与电源电压  $\dot{U}$  之间的夹角。

由(5-39)式第二式可得到副相绕组回路应串接的容抗  $X_c$ , 即

$$X_c = 2K^2 X_{mf} - 2K X_{mf} \cos \varphi + 2K R_{mf} \sin \varphi \\ = 2K^2 X_{mf} - 2K R_{mf} \left( \frac{X_{mf}}{R_{mf}} \cos \varphi - \sin \varphi \right)$$

再将阻抗关系  $X_{mf}/R_{mf} = \tan \varphi_m$  和关系  $\varphi + \theta = 180^\circ$  代入, 得

$$X_c = 2K^2 X_{mf} - 2K R_{mf} \left( \frac{\sin \varphi_m \cos \varphi}{\cos \varphi_m} - \sin \varphi \right) \\ = 2K^2 X_{mf} - 2K R_{mf} \frac{\sin(\varphi_m - \varphi)}{\cos \varphi_m} \\ = 2K^2 X_{mf} - 2K R_{mf} \frac{\sin[\varphi_m - (180^\circ - \theta)]}{\cos \varphi_m} \\ = 2K^2 X_{mf} + 2K R_{mf} \frac{\sin(\varphi_m + \theta)}{\cos \varphi_m} \quad (5-42)$$

上列各式中,  $R_{mf}$  和  $X_{mf}$  等参数按(5-2)式计算。

当  $\theta = 90^\circ$  时, 就成为一般的单相电容运转异步电动机, 将此值代入(5-41)和(5-42)式后, 就是(5-10)和(5-11)式。

## 5-8 单相电容运转异步电动机的调速

单相电容运转异步电动机的速度调节方法很多, 除了4-6节所述的变极调速外, 还常采用降压调速, 即通过控制电



机中的磁势,也就是控制气隙磁密的大小来改变输出转矩,实现调速。

利用降压方式实现调速时,由于其输出转矩与外加电压的平方成正比,因而只适用于转矩随转速变化的电机负载,如电扇电机,其转速越低,负载越小。

降压调速的方法也很多,大致可分两类,一类是外接调速元件如电抗器、电容器、自耦变压器或可控硅线路等,另一类是改变电机内部的主、副相绕组匝数的分配,即所谓抽头调速方式。

此类电机的转向控制是用一变换开关使主相和副相绕组互换的方式实现的。此时,为了使电机正、反转时保持相同的性能,主、副相绕组往往要采用相同的形式和匝数,从而影

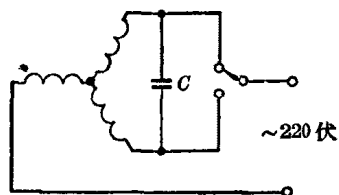


图 5-10 三相绕组的转向接线

响电机的运行性能。前面讨论的三相绕组电机单相运行的Y接法,由于只需改变电容与绕组的连接(见图5-10)就可实现转向的改变,结构特别简单,

而且,它可以通过附加电阻来获得圆形旋转磁势,由此改善电机性能。所以,对于需要频繁正、反转的单相电机如洗衣机电机特别合适,已逐步推广应用,收到了良好的效果。

### 1. 电抗器和自耦变压器调速

把起降压作用的电抗器串接在电机线路上,并用改变电抗器的抽头连接实现调速,其接线方法有两种,见图5-11。

图5-11a)是主、副相绕组并联后再与电抗器串接,接线简单,多用于一些简易家用电扇中。当调速开关接至快档时,

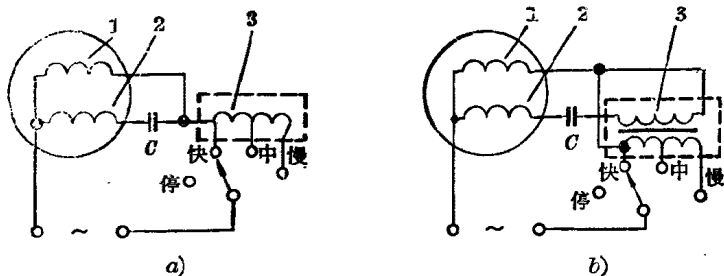


图 5-11 电抗器调速的接线方法

1—主相绕组；2—副相绕组；3—电抗器

电机绕组不通过电抗器直接接至电源，电机为全压运行，转速最高。调速开关接至中档或慢档时，电机绕组分别经过一部分或全部电抗器线圈后接至电源，电源电压经过电抗器局部降压后再加到电机上，从而使电机在较低的转速下运行。

图 5-11b) 的接线与图 a) 相仿，只是在其副相绕组中还串接有一组反绕(有时也用正绕)的线圈，用来调整中、慢档时主、副相绕组的电流大小和相位，使之尽量趋于对称，改善电机性能。但是，由于这组反绕线圈串接在副相回路中，相当于改变了副相绕组的电抗，所以在设计电机时，应考虑其影响，选择适当的匝数比和工作电容。

采用自耦变压器来实现电机调速，其原理和接线与电抗

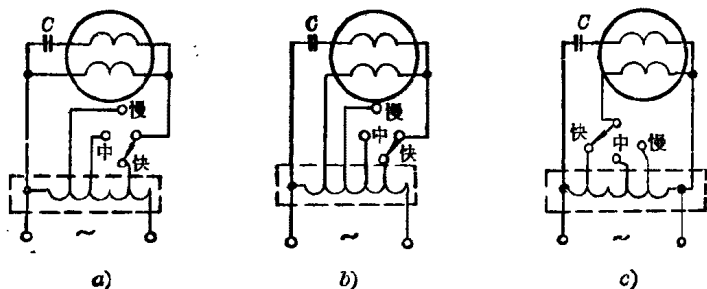


图 5-12 自耦变压器调速

器调速相同，只是用一自耦变压器来代替电抗器，如图 5-12 所示。其中：图 a) 的特点是主、副相绕组回路电压始终相同；图 b) 的主相绕组回路电压在不同转速时的变化较大；图 c) 则只改变主相电压。与电抗器调速相比，这种方法的起动性能和耗电都可较大的改善，缺点是自耦变压器的材料和加工成本较大。

## 2. L 型绕组的抽头调速

抽头调速的电机，实际上是相当于把电抗器调速方式的电抗线圈嵌入定子槽内，作为一部分绕组，称为中间绕组。

L 型绕组抽头调速的接线方式有两种。图 5-13 的形式称为 L-1 型，其中间绕组与主相绕组串接，且在空间上同相位。此时，由于电容器电压很高，为主相、副相和中间绕组三个绕组电压的相量和，所以都用于额定电压较低如 110 伏以下的场合。图 5-13b) 为快和慢档时的电压相量图。

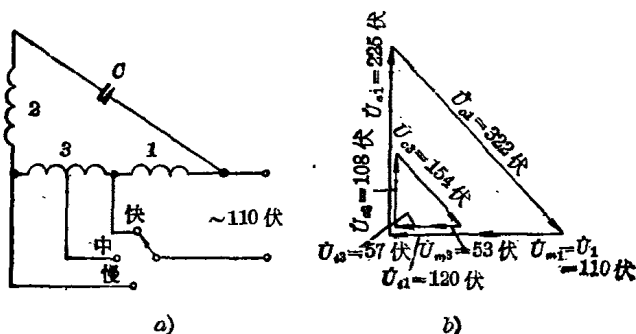


图 5-13 L-1 型抽头调速

1—主相绕组；2—副相绕组；3—中间绕组

图中，下标 1 表示快档时，3 表示慢档时的量， $\dot{U}_3$  表示中间绕组量。在慢档时， $\dot{U}_{13} + \dot{U}_{m3} = \dot{U} = 110$  伏。此时，主相绕组回路由主相绕组和中间绕组串联组成，即主相绕组匝数增加，主、

副相有效匝数比  $K$  减少, 导致起动时的电流和转矩减少, 输出转矩也随之减少, 电机运行在慢速下。

图 5-14 称为 L-2 型, 其中间绕组与副相绕组串联, 且在空间上同相位。在快档时, 中间绕组全部串入副相绕组回路, 电机运行在快速下, 而在中速和慢速档时, 一部分或全部中间绕组与主相绕组串接, 副相绕组匝数相应减少, 主、副相绕组有效匝数比  $K$  也随之减少, 导致起动电流和转矩减少, 输出转矩下降, 电机运行在较低的转速下。图 5-14b) 为快档和慢档时的电压相量图。

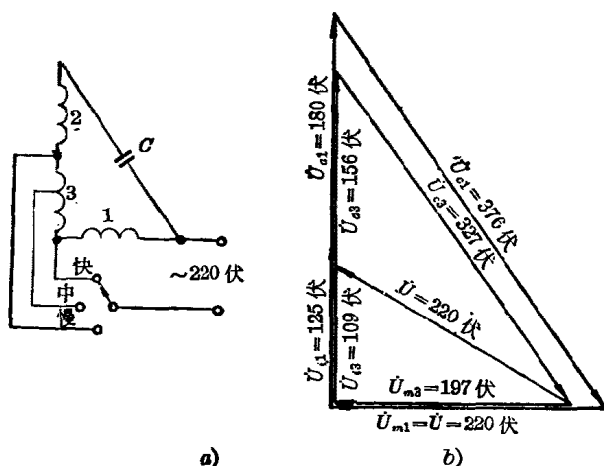


图 5-14 L-2 型抽头调速

1—主相绕组; 2—副相绕组; 3—中间绕组

### 3. T 型绕组的抽头调速

T 型绕组的接法如图 5-15a) 所示, 它是将中间绕组接在主、副相绕组回路外, 而空间上与主相绕组同相位, 当然也可以与副相绕组同相位。其原理和 L 型绕组相仿, 只是更接近于电抗器调速。图 5-15b) 是它在快档和慢档时的电压相量

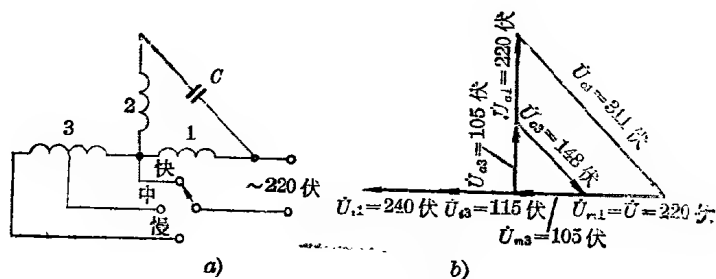


图 5-15 T 型绕组抽头调速

1—主相绕组；2—副相绕组；3—中间绕组

## 第六章 单相罩极异步电动机

罩极电动机是结构最简单的一种单相异步电动机，它的定子上也有主、副相两套绕组。但其主相绕组大多采用集中绕组形式，副相绕组则是一个置于局部磁极上的短路线圈，即罩极线圈。因而，这种电机具有结构简单、制造方便、适合批量生产和成本低廉的优点，而且运转时噪音低，没有无线电干扰。其缺点是运行性能和起动性能较差，效率和功率因数较低，一般用于空载或轻载起动的小容量场合，如电扇、仪用风机和电动模型等。

### 6-1 结 构 形 式

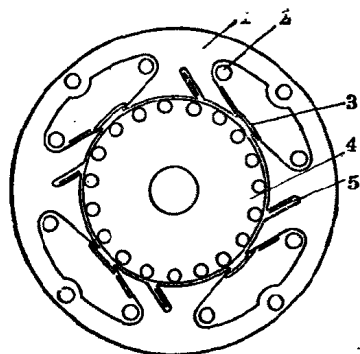
罩极电动机的结构通常可分凸极式和隐极式两类。

#### 1. 凸极式罩极电动机

其定子多用凸极形式的冲片叠成，见图 6-1a)。凸极上套一集中绕组，作主相绕组，在磁极表面  $1/3 \sim 1/2$  处开一小槽，套入罩极线圈，作副相绕组。为了调整气隙磁场，两磁极间往往插入磁分路片（又称磁桥）。有时，为了便于制造和装配，磁分路片直接与磁极冲成一体，见图 6-1b)。它们的转子则是一般的斜槽鼠笼绕组。

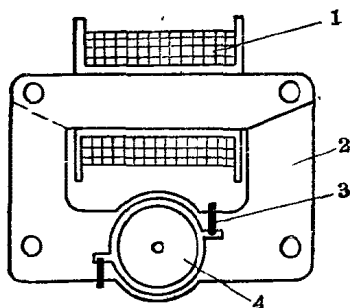
图 6-1c) 是一种结构更简单的罩极电动机，称为框架式结构。它用于两极电机，只有一个定子集中绕组，制造和装配更为方便，更适合于批量生产。

图 6-1d) 是一种利用大小气隙不同气隙磁导的原理工作



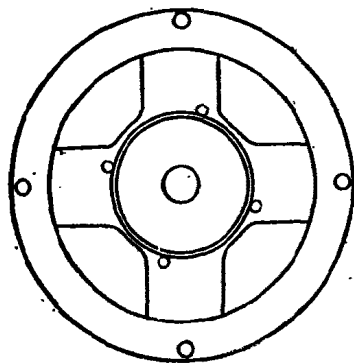
a)

1—定子; 2—主相绕组; 3—磁分路片;  
4—鼠笼转子; 5—罩极线圈

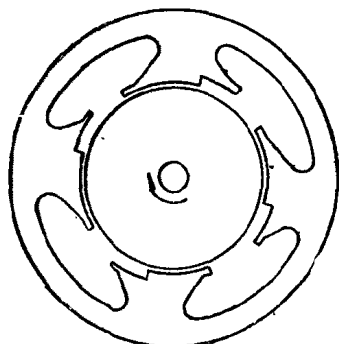


c)

1—定子线圈; 2—定子;  
3—罩极线圈; 4—转子



b)



d)

图 6-1 凸极式罩极异步电动机结构

的单相电动机。因其没有罩极线圈, 是一种磁阻式电动机, 但它的计算方法和性能与罩极电机相仿, 多用来制成容量微小的产品。

## 2. 隐极式罩极电动机

这种型式的电机定子冲片与一般单相异步电动机相同,

圆周上冲有均匀分布的齿槽,槽中嵌放分布的主相定子绕组,而在局部槽中,则嵌放匝数很少线径较粗的短路线圈。作为副相罩极线圈。主、副相绕组在空间相隔小于 $90^\circ$ 角,一般为 $45^\circ$ 左右。此类型式多用于体积或功率稍大的电机,如吊扇电机等。

上述两类电机都可以制成外转子形式,即将鼠笼转子置于定子外圆,各种型式的吊扇电机就多采用这种外转子结构。

## 6-2 工作 原 理

第二章中已经指出,在单相异步电动机中,只要设法产生旋转的气隙磁势,电机就具有自起动能力,并可正常运转。一般的单相异步电动机具有空间上轴线相互垂直的定子主、副相绕组,其中,副相绕组串入电阻或电容等分相元件,由此使主、副相绕组内流过时间上相位不同的电流,分别产生时间和空间相位都不相同的磁势,合成为一个旋转的磁势。在单相罩极电动机中,则由于罩极线圈的作用,同样可以得到一个类似于旋转磁势的运动磁势,它在空间建立的运动磁场与转子相互作用,就可以使之起动和运转。

罩极电动机中的磁势运动可用图 6-2 来说明。在不考虑漏磁和饱和等非线性情况下,在图 6-2a) 中,定子集中绕组产生的总磁通 $\phi$ 在磁极内分成两部分,其中一部分通过主极部分即不经罩极线圈直接进入转子,令为主极磁通 $\phi_m$ ,另一部分则经过罩极部分的磁极后进入转子,令为罩极磁通 $\phi_s$ 。

将图 6-2a) 的磁极表面展开为平面,并略去罩极线圈和转子部分,则如图 6-2b)~d) 所示。

图 6-2b) 为 $t=t_1$ 时,即开始接通电源时,此时设为气隙磁通最大,主极部分通过的磁通 $\phi_m$ 在气隙中建立近似矩形



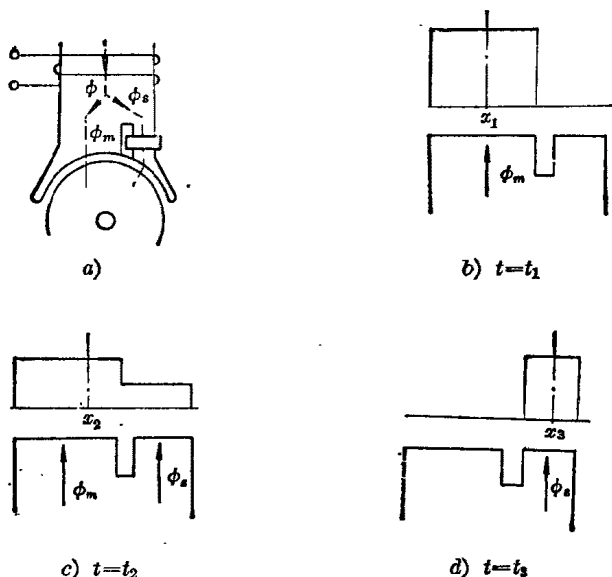


图 6-2 磁场轴线的运动

分布的空间磁场；在罩极部分，由于罩极线圈是短路的，在其电抗的作用下，罩极线圈内引起一个滞后的电流和磁通阻止主极磁通进入罩极部分，因此，此时罩极部分的磁通为零，气隙磁场分布仅取决于  $\phi_m$ ，如图 6-2b) 所示的矩形波，磁场轴线位置在  $x_1$  处。在  $t=t_2$  时，如图 6-2c) 所示，此时， $\phi_m$  幅值下降，而罩极下的磁通  $\phi_s$  经过一段时间的滞后开始建立，气隙下的磁场分布由  $\phi_m$  和  $\phi_s$  合成，形成如图 c) 所示的阶梯波，磁场轴线位置右移到  $x_2$  处。在  $t=t_3$  时，如  $\phi_m$  下降到零，但  $\phi_s$  却逐渐增加至最大值，此时，气隙下的磁场分布主要取决于  $\phi_s$ ，如图 d) 所示的矩形波，磁场轴线进一步右移到  $x_3$  处。同样，在磁势的负半周变化过程中，磁通方向相反，其变化规律和图 6-2b)~d) 相同，即气隙磁场的轴线不断向右移动，相当于磁场在空间不断旋转。也就是说，随着定子绕组电

流的正、负交变,气隙中有一个单方向连续运动的磁场,它与转子相互作用,就可以产生起动转矩,使转子旋转。

由图 6-2 可见,罩极电动机中气隙磁场的分布形状是相当复杂的,其中含有相当多的高次谐波分量,这就使电机的分析和计算变得很困难。如果在两磁极间再加有磁分路片,虽经实践证明,由此可以较明显地改善电机性能,但却因此增加了磁路的第三部分,即不通过转子而又往往是饱和的磁分路片磁通  $\phi_b$ , 此时的分析和计算就更为复杂而困难。因此,罩极电动机中气隙磁场的谐波分量是十分复杂的,至今缺乏比较理想的分析方法,往往只能进行一些定性分析和粗略的估算设计。

### 6-3 等 值 电 路

对罩极电动机进行一些必要的简化假定后,可以用分析单相异步电动机的一般理论,即交轴磁场法或旋转磁场法来讨论。

对于图 6-3a) 所示的罩极电动机典型结构,可以用图 6-3b) 所示的电原理图来分析。也就是说,可以看成定子有轴线在空间上相隔  $\alpha$  角的主、副两相绕组,其中,副相绕组本身

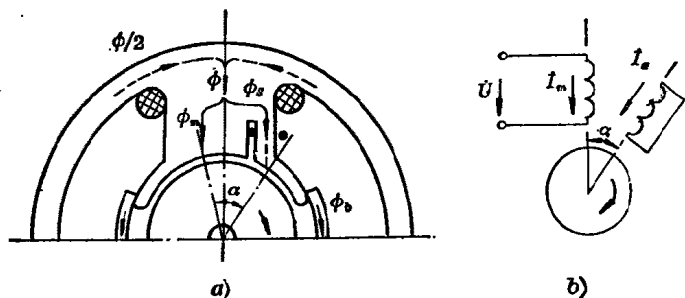


图 6-3 罩极电动机原理图

是短路的。显然，图 6-3b) 是前面在 5-7 节中讨论过的两相绕组轴线空间相隔任意角时的特例，即副相短接，然后可用旋转磁场法理论来分析。

因此，只要根据罩极电动机的固有特点，可建立如下一些最基本的假定条件：

- (1) 先只考虑基波分量；
- (2) 忽略各部分的铁耗；
- (3) 因磁极间有磁分路片，所以可近似地将气隙看成是均匀的；
- (4) 磁极总磁通  $\phi$  分为三部分，即  $\phi_m$ 、 $\phi_s$  和磁分路片中的磁通  $\phi_b$ ；
- (5) 罩极线圈即副相绕组回路是短接的；
- (6) 主、副相绕组轴线在空间相隔  $\alpha$  电角度，由于绕组电抗的作用，副相电流  $\dot{I}_a$  还在时间上滞后主相电流  $\dot{I}_m$  一个相位角  $\varphi$ ， $\varphi$  的大小取决于两相绕组的参数；
- (7) 罩极电动机的气隙磁场是从非罩极部分向罩极部分运动，定义为正方向。

于是，仿照图 2-14，可以画出罩极电动机的等值电路图

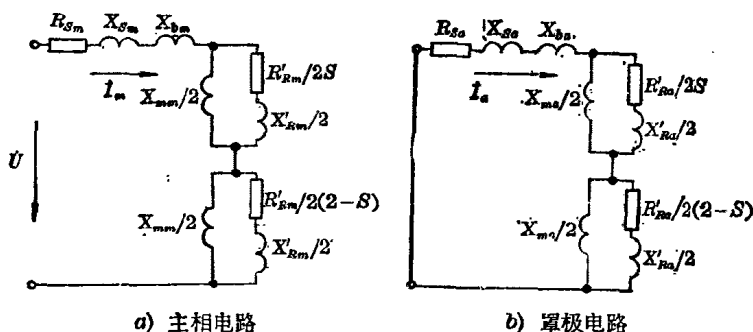


图 6-4 罩极电动机的等值电路

6-4, 图中,  $X_{bm}$  和  $X_{ba}$  为对应于  $\phi_b$  的定子漏电抗。

与图 5-2 一样, 等值电路图 6-4 可以改画成参数串联的形式, 如图 6-5a) 所示, 其中的各个参数, 可按图 6-4 的参数由电路的串并联换算得到, 即

$$\left. \begin{aligned} Z_{mj} &= R_{mj} + jX_{mj} = \frac{jX_{mm} \left( \frac{R'_{lRm}}{S} + jX'_{lRm} \right)}{2 \left( \frac{R'_{lRm}}{S} + jX'_{lRm} + jX_{mm} \right)} \\ Z_{mb} &= R_{mb} + jX_{mb} = \frac{jX_{mm} \left( \frac{R'_{lRm}}{2S} + jX'_{lRm} \right)}{2 \left( \frac{R'_{lRm}}{2S} + jX'_{lRm} + jX_{mm} \right)} \\ Z_{aj} &= R_{aj} + jX_{aj} = \frac{jX_{ma} \left( \frac{R'_{lRa}}{S} + jX'_{lRa} \right)}{2 \left( \frac{R'_{lRa}}{S} + jX'_{lRa} + jX_{ma} \right)} \\ Z_{ab} &= R_{ab} + jX_{ab} = \frac{jX_{ma} \left( \frac{R'_{lRa}}{2S} + jX'_{lRa} \right)}{2 \left( \frac{R'_{lRa}}{2S} + jX'_{lRa} + jX_{ma} \right)} \end{aligned} \right\} \quad (6-1)$$

在起动时,  $S=1$ , 由图 6-4 可知, 电路中的正序阻抗和

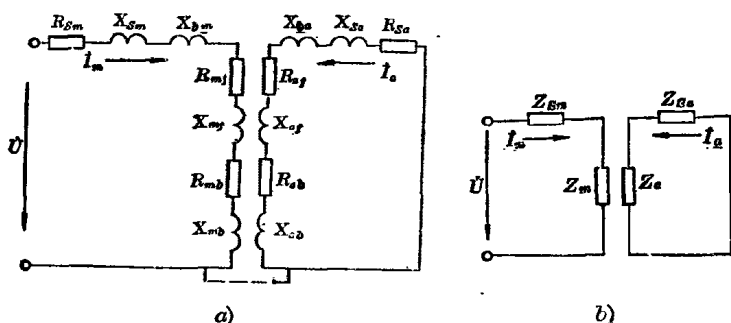


图 6-5 等值电路的串联形式

负序相等, 所以, 图 6-5a) 可进一步简化为图 6-5b)。图中,  
 $Z_{sm} = R_{sm} + j(X_{sm} + X_{bm}), Z_{sa} = R_{sa} + j(X_{sa} + X_{ba}), Z_m = R_m$   
 $+ jX_m, z_a = R_a + jX_a$ 。

## 6-4 参数计算

图 6-4 中各个参数的精确计算是很困难的, 推导也相当繁杂。下面列出一些供参考的计算方法, 在实际应用时, 还要根据生产实践对这些计算公式加以修正和改进。

### 1. 电阻

(1) 定子绕组电阻  $R_{sm}$  可根据所用导线的材料、匝数和线径按常规计算, 即

$$R_{sm} = \rho W \frac{l_{cp}}{S} \quad (6-2)$$

式中,  $\rho$  为导线的电阻率,  $W$  为定子绕组总匝数,  $l_{cp}$  为每匝平均长度,  $S$  为导线截面积。

(2) 罩极线圈电阻  $R_{sa}$  根据罩极线圈的材料、匝数和截面积按常规计算, 将它折算到主相绕组时用关系式

$$R'_{sa} = \frac{R_{sa}}{K^2} \quad (6-3)$$

式中,  $K$  为有效绕组的匝数比, 可用下式计算:

$$K = \frac{K_{dps} W_s}{K_{dpm} W} = \frac{K_{dps} W_s}{W}$$

其中,  $K_{dpm}$  为主相绕组的绕组系数, 因是集中绕组, 且是均匀气隙, 所以  $K_{dpm} = 1$ 。  $K_{dps}$  为罩极线圈的绕组系数。

(3) 转子电阻  $R'_{rm}$  和  $R'_{ra}$  计算方法与普通鼠笼绕组的等效电阻相同。

### 2. 定子电抗 $X_{sm}$ 和 $X_{sa}$

在罩极电动机中, 对于比较特殊的定子漏抗如罩极槽漏

抗和單极线圈的端部漏抗,可以采用下述方法计算。

(1) 單极槽漏抗  $X_s$  單极槽一般为高  $h$ 、宽  $b$  的矩形, 所以,  $X_s$  可按下式计算:

$$X_s = 2\pi f W^2 l_{ef} \lambda_s \quad (6-4)$$

式中,  $f$  为电源频率,  $l_{ef}$  为铁心有效长度,  $\lambda_s$  为单位槽漏磁导, 其计算式为

$$\lambda_s = 0.4\pi \times 10^{-8} \left( \frac{h}{3b} + \frac{h_0}{b} \right)$$

式中,  $h_0$  为槽高  $h$  减去單极线圈在槽内的实际高度。

(2) 單极线圈端部漏抗  $X_{es}$

$$X_{es} = 2\pi f W^2 l_{ef} \lambda_{es} \quad (6-5)$$

式中, 单位端漏磁导  $\lambda_{es}$  的计算式为

$$\lambda_{es} = \left( \frac{81}{2p} \cdot \frac{h}{b} + \frac{\alpha}{p} \right) \times 10^{-8}$$

其中,  $p$  为极对数,  $\alpha$  为绕组平均宽度。

再按一般集中绕组计算主绕组漏抗  $X_s$ , 并认为單极线圈的漏抗主要是其端部漏抗  $X_{es}$ , 于是, 主、副相定子绕组漏抗可分别按下式估算:

$$X_{sm} = X_s + X_p$$

$$X_{sa} = X_{es}$$

### 3. 磁分路片电抗 $X_b$

磁分路片中的磁通  $\phi_b$  不经过转子, 所以是一种定子漏磁通, 其磁路包括两部分, 即磁分路片本身及其与磁极相接的两个端部气隙, 它的计算更为困难, 一般用下式来估算:

$$X_b = \frac{\alpha_s}{\alpha_m} \cdot \frac{X_m}{2p} \quad (6-6)$$

式中,  $\alpha_s$  和  $\alpha_m$  分别为磁极表面單极部分和主极部分的电角

度,  $X_m$  为激磁电抗。

#### 4. 激磁电抗 $X_m$

激磁电抗  $X_m$  有三部分, 分别对应于气隙矩形磁势的基波分量、谐波分量和转子斜槽。其中, 转子斜槽可以用斜槽系数来考虑, 即在基波电抗和谐波电抗的计算式中加一斜槽系数  $K_{SK}$ 。

##### (1) 基波电抗 $X_1$

$$X_1 = 2\pi f W^2 K_{SK} \frac{16.4l\tau}{2p l_{ef}} \sin^2 \frac{\beta}{2} \times 10^{-8} \quad (6-7)$$

式中,  $l$  为铁心长度,  $\tau$  为磁极极距,  $\beta$  为用电角度表示的磁极极弧系数。

##### (2) 谐波电抗 $X_v$

$$X_v = K_{SK} K_v X_1 \quad (6-8)$$

式中  $K_v$ ——谐波系数,

$$K_v = 1.23 \times \frac{\beta}{180^\circ} - \sin^2 \frac{\beta}{2}$$

$K_{SK}$ ——斜槽系数,

$$K_{SK} = \frac{\sin(\theta_{SK}/2)}{\theta_{SK}/2}$$

其中,  $\theta_{SK}$  为斜槽角。

因此, 主、副相绕组的激磁电抗分别为

$$X_{mm} = X_{1m} + X_{vm}$$

$$X_{ms} = X_{1s} + X_{vs}$$

##### (5) 转子漏抗 $X_R$

转子漏抗  $X_R$  与一般鼠笼电机一样, 在忽略端部漏抗时主要由槽漏抗  $X_{RS}$ 、齿顶漏抗  $X_{Rt}$  和斜槽漏抗  $X_{RSK}$  三部分合成, 计算式分别为

$$\left. \begin{aligned} X_{R8} &= 2\pi f W^2 \frac{162l}{Z_R} K_S \\ X_{Rt} &= 2\pi f W^2 \frac{162l}{Z_R} \cdot \frac{b_t}{4S_S} \\ X_{RSK} &= \left( \frac{1 - K_{SK}}{K_{SK}} \right) X_1 \end{aligned} \right\} \quad (6-9)$$

式中,  $Z_R$  为转子齿数,  $b_t$  为齿宽,  $K_S$  为取决于槽形的系数,  $S_S$  为槽面积。

对应于主、副相的转子总电抗  $X_{Rm}$  和  $X_{Ra}$  分别为

$$X_{Rm} = X_{RSm} + X_{Rtm} + X_{RSKm}$$

$$X_{Ra} = X_{RSa} + X_{Rta} + X_{RSKa}$$

至此, 等值电路图 6-4 中的各个参数都可以粗算出来, 并由此可算得图 6-5 中的各个参数。

## 6-5 电压方程式

起动时,  $S=1$ , 按图 6-5b) 可直接写出罩极电动机的主、副相绕组回路的电压方程式。由于两相绕组在空间相差不是  $90^\circ$  电角度, 所以与一般单相电动机不同, 此时, 主相和副相绕组间存在相互影响, 即电压方程式应为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}_m(Z_{Sm} + Z_m) + \dot{I}_a Z_m \cos \alpha \\ 0 &= \dot{I}_a(Z_{Sa} + Z_a) + \dot{I}_m Z_a \cos \alpha \end{aligned} \right\} \quad (6-10)$$

上式中的第二项分别表示副相或主相回路的互感压降。

由(6-10)式可求得主、副相绕组中的电流为

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_m &= \frac{(Z_{Sa} + Z_a)\dot{U}}{(Z_{Sm} + Z_m)(Z_{Sa} + Z_a) - Z_m Z_a \cos^2 \alpha} \\ \dot{I}_a &= \frac{-Z_a \cos \alpha \dot{U}}{(Z_{Sm} + Z_m)(Z_{Sa} + Z_a) - Z_m Z_a \cos^2 \alpha} \end{aligned} \right\} \quad (6-11)$$

求得主、副相绕组电流  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  后, 就可以计算电机起动



时的性能。如前所述,电磁转矩是正序转矩和负序转矩之差,为此,需将  $\dot{I}_m$  和  $\dot{I}_a$  分解为对应的正、负序电流。

在电流分解时,首先要进行主、副相电流的折算,此时,应保持(2-37)式中  $K$  的关系,即

$$\dot{I}'_a = K \dot{I}_a \quad (6-12)$$

此外,还要考虑由于两相绕组轴线相隔  $\alpha$  电角度所造成的空间相位关系,即(2-38)式应改为

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_m &= \dot{I}_{mf} + \dot{I}_{mb} \\ \dot{I}'_a &= \dot{I}'_{af} + \dot{I}'_{ab} \\ \dot{I}'_{af} &= \dot{I}_{mf} e^{j\alpha} = \dot{I}_{mf} (\cos \alpha + j \sin \alpha) \\ \dot{I}'_{ab} &= \dot{I}_{mb} e^{-j\alpha} = \dot{I}_{mb} (\cos \alpha - j \sin \alpha) \end{aligned} \right\} \quad (6-13)$$

这里,用因子  $e^{j\alpha}$  和  $e^{-j\alpha}$  表示主、副相绕组电流的相位差。

同样,(2-39)式应改写为

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{mf} &= \frac{1}{2} (\dot{I}_m + \dot{I}'_a e^{-j\alpha}) = \frac{1}{2} (\dot{I}_m + K \dot{I}_a e^{-j\alpha}) \\ \dot{I}_{mb} &= \frac{1}{2} (\dot{I}_m + \dot{I}'_a e^{j\alpha}) = \frac{1}{2} (\dot{I}_m + K \dot{I}_a e^{j\alpha}) \end{aligned} \right\} \quad (6-14)$$

和

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}'_{af} &= \frac{1}{2} (\dot{I}_m e^{j\alpha} + \dot{I}'_a) = \frac{1}{2} (\dot{I}_m e^{j\alpha} + K \dot{I}_a) \\ \dot{I}'_{ab} &= \frac{1}{2} (\dot{I}_m e^{-j\alpha} + \dot{I}'_a) = \frac{1}{2} (\dot{I}_m e^{-j\alpha} + K \dot{I}_a) \end{aligned} \right\} \quad (6-15)$$

将(6-12)式代入(6-15)式,可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{af} &= \frac{1}{K} \dot{I}'_{af} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{K} \dot{I}_m e^{j\alpha} + \dot{I}_a \right) \\ \dot{I}_{ab} &= \frac{1}{K} \dot{I}'_{ab} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{K} \dot{I}_m e^{-j\alpha} + \dot{I}_a \right) \end{aligned} \right\} \quad (6-16)$$

于是,电机总的有效起动电磁功率  $P_{st}$  等于正序和负序电磁功率的差值,应为

$$P_{st} = P_f - P_b - I_{mf}^2 R_m + I_{af}^2 R_a - I_{mb}^2 R_m - I_{ab}^2 R_a \\ = (I_{mf}^2 - I_{mb}^2) R_m + (I_{af}^2 - I_{ab}^2) R_a$$

将(6-11)式的计算结果代入(6-14)和(6-16)式,求得主、副相回路正、负序电流,再代入此式,即可求得电机起动时的有效电磁功率和起动转矩。

电机在额定运行时,也可以用上述起动时的推导方法和过程,导出其电压、电流和特性的表达式。只是,此时的  $S \neq 1$ , 等值电路图中的正序和负序阻抗参数不等,所以计算公式相当繁杂。

必须指出的是,上述讨论都是在忽略电机中的高次谐波的假定条件下进行的。事实上,对于罩极电动机来说,高次谐波所占比例甚大,是不容忽略的。一般说来,上面讨论得到的结果,在电机处于高速即  $S$  接近于 0 时,还比较接近实验结果,而在转速较低时,其误差较大。所以,要讨论罩极电动机的整个运行区间,必须考虑空间谐波,而高次谐波的分析计算则至今仍是电机学中的难题,这也就是罩极电动机至今不能进行精确设计和计算的主要原因之一。

## 6-6 高次谐波的考虑

与一般单相异步电动机相比,罩极电动机的空间高次谐波要复杂得多,而且对电机的参数和性能有着很大的影响。实际上,由于这些谐波的存在,将导致电机损耗和电流的增大、起动和运行性能变差。一般,常用转子斜槽、调节磁分路片的尺寸和形状、改变罩极线圈宽度和增加磁极的极弧系数等措施来抑制。

高次谐波的分析更加复杂,由于谐波分量的幅值与谐波次数的平方成反比,即次数越高,其影响越小。所以,一般多

只考虑 3 次谐波或 3、5 次谐波的影响。

利用已经算得的基波分量参数，可以方便地近似算得电机中各次谐波的参数，再将它们分别看成具有不同极对数的谐波电机，相互串联起来，如图 6-6 所示。由此，可以大致地分析谐波对单极电动机性能的影响。

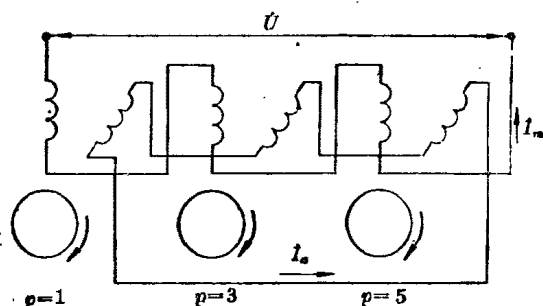


图 6-6 谐波单极电动机的串联

## 6-7 一些因素的考虑

如上所述，单极电动机的结构虽然是最简单的，但要对它进行精确的分析和计算，却是相当困难而繁杂的。利用前面介绍的方法，往往只能得到相当粗略的估算结果。在具体的设计和制造时，必须注意不断积累经验，随时修正改进。修正时，则应考虑下列几方面：

### 1. 漏磁及其电抗

单极电动机的总磁通  $\phi$  在磁极中分成三部分，即

$$\phi = \phi_1 + \phi_m + \phi_a$$

式中： $\phi_1$  为定子漏磁通； $\phi_m$  和  $\phi_a$  分别为主极和单极磁通，它们又可分为

$$\phi_m = \phi_{mm} + \phi_{\nu m} + \phi_{FKm} + \phi_{bm}$$

$$\phi_a = \phi_{ma} + \phi_{\nu a} + \phi_{SKa} + \phi_{ba} + \phi_a$$

式中,  $\phi_{mm}$  和  $\phi_{mo}$  分别为主极和罩极中穿过气隙与转子绕组相互作用的工作磁通,  $\phi_{vm}$  和  $\phi_{vo}$  分别为主极和罩极磁通的谐波分量,  $\phi_{bm}$  和  $\phi_{bo}$  为不通过转子的磁分路片磁通,  $\phi_o$  是罩极线圈的漏磁通。另外, 磁通进入转子后, 还有转子漏磁通  $\phi_R$ 。

如此众多的磁通都要对电机性能产生影响, 其中多数又要在主极、罩极和转子绕组中分别感应电势。由于电机各个磁路部分几何形状的复杂性, 显然, 要全部进行精确的计算, 定量地分析它们对电机性能的影响, 将是十分困难的。

$\phi_1$  比较简单, 可以按一般集中绕组考虑, 也有比较成熟的计算公式。

谐波漏磁  $\phi_{vm}$  和  $\phi_{vo}$  的影响是多方面的, 计算比较复杂, 一般可按(6-7)式以基波电抗近似计算, 同时, 采用了如前所述的有关措施后, 其含量可显著减少。

斜槽漏磁  $\phi_{SKm}$  和  $\phi_{SKo}$  可用斜槽系数来考虑解决。

磁分路片漏磁  $\phi_{bm}$  和  $\phi_{bo}$  对电机性能的影响极大, 但没有精确的计算公式, 其修正的原则, 下面再作进一步的讨论。

罩极线圈漏磁通  $\phi_s$  的计算可按照一般集中绕组进行, 它对应的电抗  $X_s$  主要影响主极和罩极磁通的相位差。一般, 此值越大, 有利于起动, 但同时将增加运行时的电流和损耗, 使运行性能变差, 所以要根据具体要求综合考虑。

## 2. 罩极线圈及其宽度

罩极线圈是单相异步电动机中最简单的一种起动绕组, 也是影响电机起动和运行性能的关键部分。它是一个电阻、电感元件, 对电机的谐波、电抗、相位差和转矩等均有影响。一般, 电阻增大会使起动转矩减少, 但电阻过小又会导致损耗和温升等问题, 需适当选择。

單极线圈的宽度即單极度的大小对电机性能的影响也很大,宽度越大,起动性能越好,但运行性能越差。一般,單极线圈的宽度取 30% 左右的磁极宽度,即單极部分占整个磁极的三分之一。

### 3. 磁分路片的作用及其形状

磁分路片是联结一对定子磁极的导磁条,其中的磁通不通过转子,因而不是直接有效的磁通。但由于与之相接的两个磁极,一方是主极部分,另一方面则是單极部分,因此可以增加主、單磁极间的互感,也就是可以增加單极部分中的磁通,改善电机的性能。显然,改变磁分路片的形状

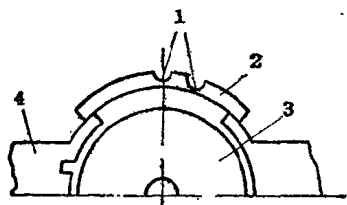


图 6-7 磁分路片形状

1—缺口; 2—磁分路片;

3—转子; 4—磁极

片的形状和尺寸可以控制單极部分磁通的大小,影响电机的性能。只是,由于电机磁分路片中的磁通及其对应的电抗至今没有适当的精确计算方法,所以一般只能根据试验结果不断修正。如果磁分路片的截面过大,则电机总磁通的很大部分将直接通过磁分路片,减少了经过转子的工作磁通,当然是不利的。为此,在磁分路片上往往开有一些缺口,如图 6-7 所示,当單极磁通增加到一定程度后,由于缺口处的截面较小,使磁分路片中的磁通趋于饱和状态,由此来控制其中的磁通量。

从图 6-7 可看出,一对磁极间加有磁分路片后,相当于扩展了主极和單极部分的极弧

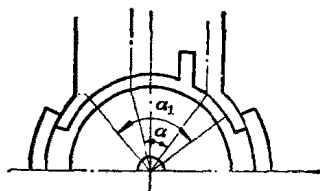


图 6-8 磁通轴线夹角

系数,使主、副相绕组的磁通轴线夹角从绕组轴线夹角  $\alpha$  增加为  $\alpha_1$ ,如图 6-8 所示。也就是说,主、副相绕组轴线在空间上的夹角更接近于  $90^\circ$ ,改善了两相绕组的对称程度,因而使电机的性能获得了全面的提高。

另一方面,磁分路片的存在还使电机的气隙更趋近于均匀,从而既可减少气隙磁场中的谐波成分,又可降低由于气隙不均匀造成的磁阻转矩,所以可获得较均匀的有效转矩及降低电机的振动和噪音。

## 6-8 工 作 特 性

罩极电动机的起动和运行性能都较差,这主要是因为它的空间磁场内含有许多谐波成分,主、副相绕组轴线相隔又小于  $90^\circ$  电角度,以及由罩极线圈和磁分路片所引起的漏磁等。所以在使用时,必须充分注意并合理选用。

### 1. 电 流

罩极线圈的存在,将增加电机绕组中的电流和损耗。一般,罩极电机的空载电流本身就相当大,但随着负载的增大,电机电流的增加却变化不大。所以,这种电机很少空载或轻载运行,甚至可以以堵转状态作为设计条件,而使电机运行在满载或超载状态下。为此,这种电机在超载减速时,不易发生故障。

### 2. 效 率

由于罩极电机的损耗较大,因而其效率甚低,一般为 10% 左右,很少超过 20%。这种电机大多只设计为容量较小的产品,一般在 90 瓦以下。

### 3. 起动性能

罩极电机的起动转矩一般只有满载转矩的 30~50%,因

而不适宜于满载起动。对于风扇性负载，它的负载特性是一条上升的曲线，起动时所需的转矩不大，但随转速升高而增大，所以一度曾普遍采用罩极电机。目前，一些小功率、小尺寸的仪用风扇，仍采用罩极电机。

#### 4. 机械特性

罩极电机虽能承受超载运行，但过载系数不大，其额定转差率为  $0.27 \sim 0.4$ ，比一般单相电机要大，且受负载的变化影响也较大，即机械特性较软，稳定运行区较大。

#### 5. 调速

一般，罩极电机只能单向运行，如必需改变转向时，需经特殊设计，但因而也就丧失了它结构简单的长处，所以罩极电机大多没有调向要求。

罩极电机的调速可采用单相电容电机相同的各种方法，如变极调速、抽头调速和降压调速等，比较常用的是外接调速器如用电抗器方式。如用抽头调速，则由于一对磁极上的两个绕组是串联运行的，必须注意，在改变抽头即改变绕组匝数时，应使相邻两极的磁势和在各档转速时都相等。

## 第七章 设计程序及计算例题

### 7-1 单相异步电动机设计程序

#### 1. 额定数据

- [1] 输出功率  $P_2$ (瓦)
- [2] 电源电压  $U_1$ (伏)
- [3] 电源频率  $f$ (赫)
- [4] 空载转速  $n_0$ (转/分)

#### 2. 性能指标

- [5] 效率  $\eta$ (%)
- [6] 功率因数  $\cos \varphi$
- [7] 起动电流  $I_{st}$ (安)
- [8] 起动转矩倍数  $m_{st}$
- [9] 最大转矩倍数  $m_{max}$

#### 3. 主要尺寸的确定

- [10] 电机常数  $C_A$

由给定的  $P_2$  可以求得计算功率  $P'_1$ , 即

$$P'_1 = \frac{P_2}{\eta \cos \varphi} \quad (\text{伏安})$$

式中,  $\eta \cos \varphi$  可根据  $P_2$  查图求得: 对于具有起动元件的单相电动机查图 7-1; 对于带电容运转单相电动机查图 7-2.

由上面求得的  $P'_1$  再查图 7-3, 可得电机常数  $C_A$ .

- [11] 定子内径



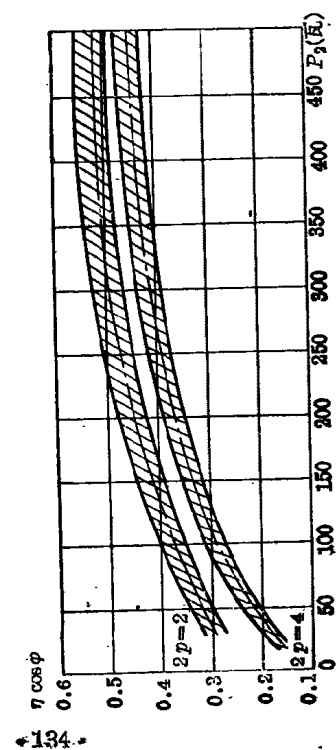


图 7-1 带起动元件单相异步电动机效率曲线

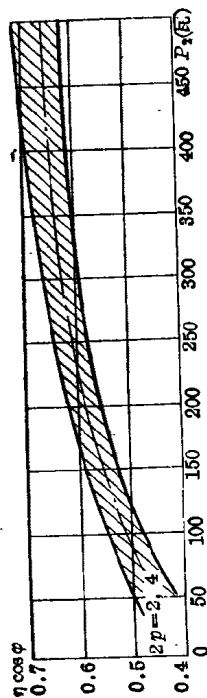


图 7-2 单相电容运转电动机效率曲线

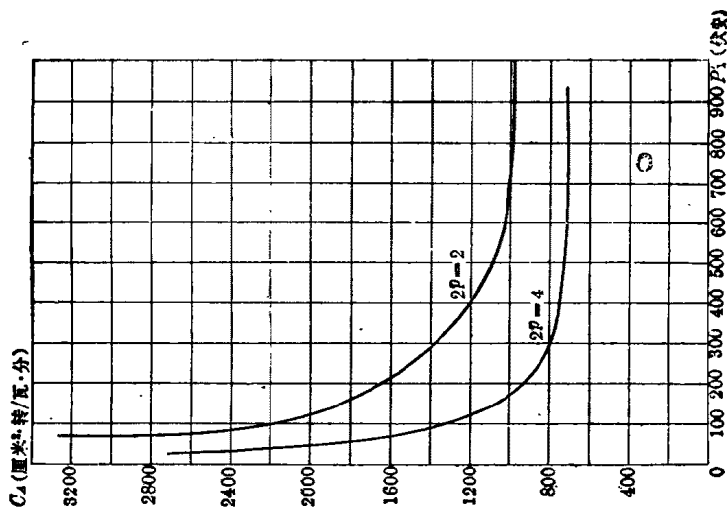


图 7-3 单相电动机机常数曲线

$$D_{is} = \sqrt[3]{\frac{2C_A P_1}{\lambda \pi n_o}} \quad (\text{厘米})$$

式中  $n_o$ ——旋转磁场的转速(转/分);

$\lambda = \frac{l_{is}}{\tau}$ ——长细比, 当  $2p=2$  时,  $\lambda=0.45\sim1.0$

当  $2p=4$  时,  $\lambda=0.8\sim1.4$

[12] 定子外径

$$D_{es} = \frac{D_{is}}{K_D} \quad (\text{厘米})$$

式中 对于  $2p=2$  时,  $K_D=0.5\sim0.54$ , 通常取 0.5.

对于  $2p=4$  时,  $K_D=0.58\sim0.62$ , 通常取 0.6.

在系列化设计时, 考虑到合理利用材料, 在算出定子铁心外径之后, 要向标准的定子冲片外径靠. 标准尺寸外径有 71、80、90、96、110、128、145 毫米.

[13] 极距

$$\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p} \quad (\text{厘米})$$

[14] 定子铁心长度

$$l_{is} = \tau \lambda \quad (\text{厘米})$$

[15] 定、转子槽数

根据电机尺寸的大小和所能构成较合适的绕组, 选择  $Z_s$ 、 $Z_r$ , 常用的定、转子槽配合见表 7-1.

表 7-1 定、转子槽配合

极 数	定子槽数	转子槽数	极 数	定子槽数	转子槽数
2	12	15、18	4	12	15
2	16	10	4	16	10
2	18	12、15	4	18	15
2	24	18、27、28、31	4	24	16、18、22
			4	36	26、34、42

# [16] 气隙磁通

$$\phi_{\delta} = \alpha_{\delta} B_{\delta}' l' \quad (\text{麦})$$

式中  $\alpha_{\delta}$ ——极弧系数, 先设一齿饱和系数  $K'_{\mu}$  由图 7-4 可查出  $\alpha_{\delta}$ ;

$B'_{\delta}$ ——初选择的气隙磁密, 一般在 4000~6500 高斯之间选取, 小机座取小值, 对要求低噪音的电机还要取更小些;

$l'$ ——铁心计算长度, 为定、转子铁心长度的平均值, 即  $l' = (l_{tS} + l_{tR}) / 2$ .

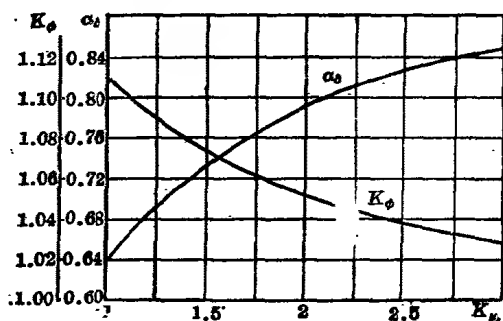


图 7-4  $\alpha_{\delta} = f(K_{\mu})$  和  $K_{\phi} = f(K_{\mu})$  曲线

# [17] 选择冲片材料

先确定材料的牌号(通常是选用  $D_{21}$ 、 $D_{23}$ 、 $D_{24}$ )和厚度, 并根据冲片所采用绝缘层, 来确定冲片的叠装系数, 见表 7-2.

表 7-2 叠装系数

材料厚度(毫米)	0.35	0.5
绝缘性质	涂漆	膜
冲片叠装系数 $K_F$	0.93	0.94

[18] 定子齿距

$$t_s = \frac{\pi D_{is}}{Z_s} \quad (\text{厘米})$$

[19] 定子齿宽

$$b_{is} = \frac{t_s B'_s}{K_{Fe} B'_{ts}} \quad (\text{厘米})$$

式中  $B'_{ts}$ ——定子齿初选磁密，一般在 13000~16000 高斯之间选取，按上式算出的  $b_{is}$  不能太小，因受到工艺上的限制。

对于不是平行齿的齿宽是指距离最窄处  $\frac{1}{3}$  高度的宽度。

[20] 定子轭高

$$h_{js} = \frac{D_{is} B'_s}{2p K_{Fe} B'_{js}} \quad (\text{厘米})$$

式中  $B'_{js}$ ——定子轭初选磁密，一般在 10000~15500 高斯之间选取。

[21] 定子齿高

$$h_{is} = \frac{D_{es} - D_{is} - 2h_{js}}{2} \quad (\text{厘米})$$

[22] 确定定子槽面积  $S_{ss}$

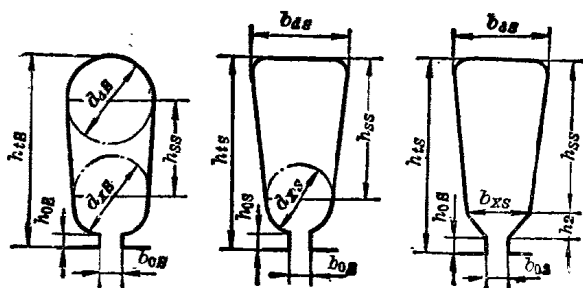


图 7-5 槽形

槽口宽  $b_{0S}$  和槽口高  $h_{0S}$  的确定

$$b_{0S} \geq (\text{绝缘导线直径}) \times 10^{-1} + (0.11 \sim 0.15) \text{ 厘米}$$

$$h_{0S} = (0.05 \sim 0.1) \text{ 厘米}$$

$S_{SS}$  根据已确定的尺寸和具体槽形进行计算。

[23] 气隙  $\delta$

$\delta$  的选择除了要考虑到电机性能指标外,还要考虑到制造工艺的可能性,一般是在  $0.02 \sim 0.045$  厘米之间选取。一般,机座号小的与极对数多的电机取小值,对采用滑动或含油轴承,  $\delta$  要适当放大些。

[24] 定子气隙系数

$$K_{is} = \frac{t_s(4.4\delta + 0.75b_{0S})}{t_s(4.4\delta + 0.75b_{0S}) - b_{0S}^2}$$

[25] 转子外径

$$D_{eR} = D_{is} - 2\delta \quad (\text{厘米})$$

[26] 转子齿距

$$t_R = \frac{\pi D_{eR}}{Z_R} \quad (\text{厘米})$$

[27] 转子槽形

槽口宽  $b_{0R}$  和槽口高  $h_{0R}$  的确定,或采用闭口槽。

$$b_{0R} = (0.1 \sim 0.15) \text{ 厘米}$$

$$h_{0R} \geq (0.03 \sim 0.04) \text{ 厘米}$$

[28] 转子齿宽

$$b_{tR} = \frac{t_R B'_\delta}{K_{Fe} B'_{tR}} \quad (\text{厘米})$$

式中  $B'_{tR}$ ——转子齿初选磁密,一般在  $13000 \sim 16000$  高斯之间选取。对于不是平行齿的齿宽按定子齿的情况处理见 [19] 项,对于圆形槽的齿宽,是指离开齿最窄处  $d_R/6$  处齿的宽度。

### [29] 转子冲片材料

一般所采取的材料是与定子的材料一样。

### [30] 转子齿高

对于梨形槽

$$h_{iR} = h_{0R} + \frac{1}{2}(d_R + d_{sR}) + h_{SR} \quad (\text{厘米})$$

对于圆形槽

$$h_{iR} = h_{0R} + d_R \quad (\text{厘米})$$

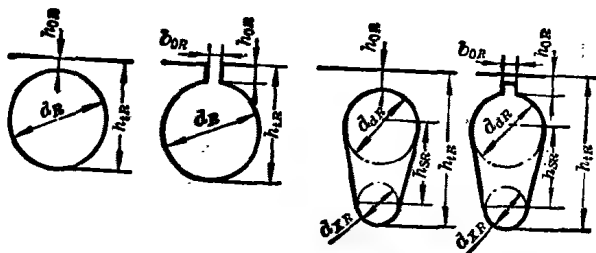


图 7-6 槽形

### [31] 转子轭高

$$h_{jR} = \frac{D_{eR} B'_\delta}{2p K_{Fe} B'_{jR}} \quad (\text{厘米})$$

式中,  $B'_{jR}$  为转子轭初选磁密, 一般在 10000~14500 之间选取。

如果转子冲片直接装在转轴上,  $h'_{jR}$  的数值将包括转轴直径的四分之一, 因转轴通常是用钢材料做成的, 能起到一部分导磁的作用。如果冲片不是直接装在转轴上, 而中间有一不导磁的套筒, 那么转轴就不起导磁作用, 四分之一直径的尺寸就不必考虑了。

### [32] 转子斜槽 $b_{SK}$

转子斜槽是斜一个定子齿距,即

$$b_{SK} = t_S \quad (\text{厘米})$$

[33] 转子导条的长度

$$l_{cR} = \sqrt{l_{tR}^2 + b_{SK}^2} \quad (\text{厘米})$$

[34] 转子槽面积  $S'_{SR}$

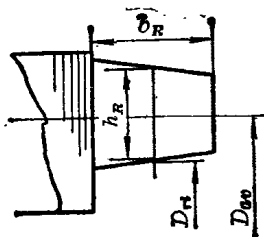
根据选定的具体槽形进行计算,一般槽形有图 7-6 所示的形式。

[35] 端环截面积

$$S_R = h_R \cdot b_R \quad (\text{厘米}^2)$$

[36] 端环系数

$$K_r = \frac{2p}{2} (1 - K_a) \frac{1 + (K_a)^{2p}}{1 - (K_a)^{2p}}$$



式中

$$K_a = \frac{D_{ri}}{D_{av}}$$

其中  $D_{ri}$ ——端环内径(厘米);

$D_{av}$ ——端环平均直径(厘米)。

图 7-7 端环

如果端环的截面不是矩形的话,则用平均值进行计算。

[37] 转子气隙系数

$$K_{\delta R} = \frac{t_R(4.4\delta + 0.75b_{OR})}{t_R(4.4\delta + 0.75b_{OR}) - b_{OR}^2}$$

对于闭口槽  $K_{\delta R} = 1$ 。

[38] 气隙系数

$$K_\delta = K_{\delta S} \cdot K_{\delta R}$$

#### 4. 主绕组的计算

[39] 定子每极槽数

$$Z_0 = \frac{Z_s}{2p}$$

[40] 根据  $Z_0$  查表 3-4 确定绕组的跨距  $Y_i$  和绕组系数  $K_{dp8}$ 。如果所采用的每槽导体数不是按表 3-4 选取时, 它的绕组系数则应按下式计算:

$$K_{dp8} = \frac{\left( \frac{N_1 \sin \frac{Y_{1-n}}{Z_0} 90^\circ + N_2 \sin \frac{Y_{2-(n-1)}}{Z_0} 90^\circ + N_3 \sin \frac{Y_{3-(n-2)}}{Z_0} 90^\circ + \dots \right)}{N_0}$$

[41] 平均跨距

$$Y_{\text{avg}} = \frac{\sum_{i=1}^n Y_i}{n} \quad (\text{槽})$$

式中  $Y_i$ ——槽的跨距,  $i=1-n, 2-(n-1), 3-(n-2), \dots$

[42] 假定一个饱和系数  $K'_\mu$ , 再由图 7-4 查出  $K_\mu$ 。

[43] 每极串联导体数

$$N_0 = \frac{K_t U_1 \times 10^6}{K_\mu \phi 2p K_{dp8}} \cdot \frac{50}{f}$$

式中  $K_t$ ——压降系数, 一般在 0.75~0.92 选取, 容量大的取大值。

[44] 每槽导体数

按表 3-4 每槽导体分布的百分比进行计算。

[45] 每相串联导体数

$$N = 2p N_0$$

[46] 定子估算电流

对于电容运转电动机



$$I'_s = \frac{P_2}{\sqrt{2} U_1 \eta \cos \varphi} \quad (\text{安})$$

对于分相及电容起动电动机

$$I'_s = \frac{P_2}{U_1 \eta \cos \varphi} \quad (\text{安})$$

[47] 导线直径

对于电容运转的电动机

$$d_o = \frac{1}{1.2} \sqrt{\frac{4P_2}{U_1 \pi j_m \eta \cos \varphi}} \quad (\text{毫米})$$

对于分相及电容起动的电动机

$$d_o = \sqrt{\frac{4P_2}{U_1 \pi j_m \eta \cos \varphi}} \quad (\text{毫米})$$

式中  $j_m$ ——主相电流密度, 一般选取 6~8 安/毫米<sup>2</sup>。

根据以上计算值按标准选取直径, 并找出相应带绝缘导线直径  $d_i$  (毫米) 和导线的截面积  $S_o$  (毫米<sup>2</sup>)。

[48] 槽满率

$$K_{sm} = \frac{N_t d_i}{S_{ss}} 100\%$$

[49] 半匝长度

$$L_{mt} = l_{ts} + \frac{4.5(D_{ts} + h_{ts})Y_t}{Z_B} \quad (\text{厘米})$$

[50] 平均半匝长度

$$L_{mav} = \frac{2 \sum_1^n N_{mt} L_{mt}}{N_o} \quad (\text{厘米})$$

[51] 主绕组电阻 (75°C)

$$R_m = \frac{2.13 L_{mav} 2p N_o}{S_o \times 10^4} \quad (\text{欧})$$

5. 主绕组参数计算

[52] 等效气隙长度

$$\delta' = K_{\delta S} K_{\delta R} \delta \quad (\text{厘米})$$

[53] 定子槽漏磁导

$$\lambda_{SS} = \frac{h_{0S}}{b_{0S}} + \frac{2h_{SS}}{b_{0S} + b_{xS}} + \lambda_L$$

式中  $\lambda_L$ ——槽下部单位漏磁导, 根据槽形可由图 7-8、7-9、7-10 查得。

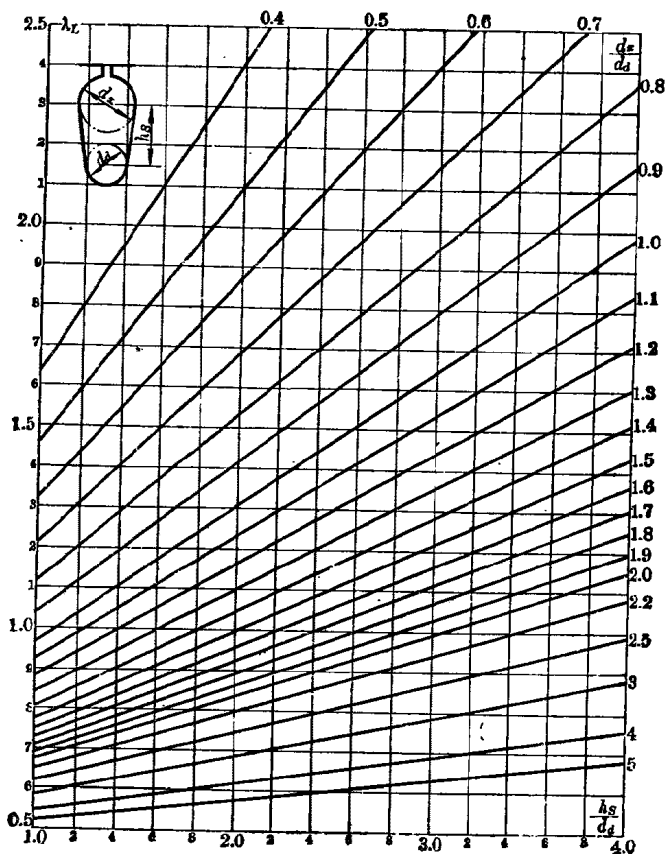


图 7-8 梨形槽下部单位漏磁导  $\lambda_L$

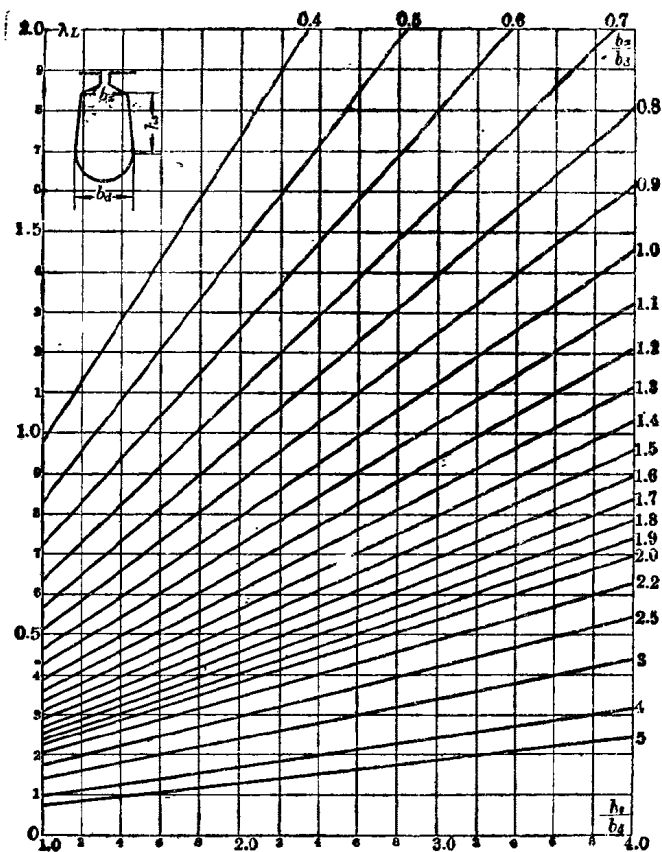


图 7-9 圆底槽下部单位漏磁导  $\lambda_L$

[54] 定子槽漏抗

$$X_{ss} = \frac{2.51 l_{ts} \lambda_{ss}}{Z_s} K_s \quad (\text{欧})$$

式中

$$K_s = \pi \left( \frac{2f}{100} \right) \left( \frac{NK_{apS}}{1000} \right)^2$$

[55] 总差漏抗

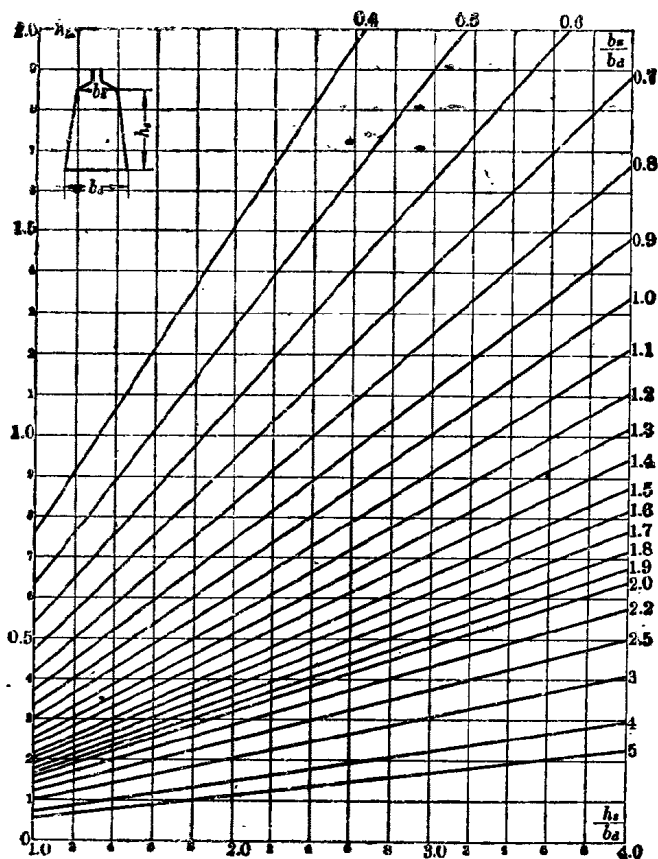


图 7-10 平底槽下部单位漏磁导  $L_\delta$

$$X'_\delta = \frac{0.21l'(t_s + t_R - b_{os} - b_{or})^2}{Z_\delta \delta (t_s + t_R)} K_s \quad (\text{欧})$$

式中

$$l' = (l_{sR} + l_{rR})/2 \quad (\text{厘米})$$

[56] 定子差漏抗

$$X_{\delta s} = \frac{Z_R}{Z_R + Z_\delta} X'_\delta \quad (\text{欧})$$

[57] 定子端部漏抗

$$X_{\lambda S} = \frac{\pi(D_{\lambda S} + h_{\lambda S})Y_{mo0}}{2.54Z_S 2p} K_s \quad (\text{欧})$$

[58] 定子漏抗

$$X_S = X_{SS} + X_{\delta S} X_{\lambda S} \quad (\text{欧})$$

[59] 不考虑饱和的激磁电抗

$$X_{mo} = \frac{0.254l'\tau}{\delta' 2p} K_s \quad (\text{欧})$$

[60] 阻抗

$$Z_{\delta S} = \sqrt{R_m^2 + X_S^2} \quad (\text{欧})$$

6. 转子参数计算

[61] 转子电阻(75°C)

$$R_R = \left[ \frac{8.4(l_{tR} + b_R)}{S_{SR} Z_R} + \frac{5.3 D_r K_r}{4p^2 S_R} \right] K \quad (\text{欧})$$

式中

$$K = \left( \frac{N K_{\phi S}}{100} \right)^2$$

[62] 转子槽漏磁导  $\lambda_{SR}$

$$\lambda_{SR} = \frac{h_{0R}}{b_{0R}} + \frac{2h_2}{b_{0R} + d_{dR}} + \lambda_L$$

式中,  $\lambda_L$  为槽下部单位漏磁导, 可查图 7-8~7-10; 当采用闭口槽时, 槽口部分近似等于 1, 即  $\lambda_{SR} = 1 + \lambda_L$ .

[63] 转子槽漏抗

$$X_{SR} = \frac{2.51 l_{tR} \lambda_{SR}}{Z_R} K_s \quad (\text{欧})$$

[64] 转子差漏抗

$$X_{\delta R} = \frac{Z_S}{Z_S + Z_R} X'_\delta \quad (\text{欧})$$

[65] 漏磁系数

1) 考虑饱和系数  $K_\mu$  时的激磁电抗

$$X_{ms} = \frac{X_{mo}}{K'_\mu} \quad (\text{欧})$$

式中  $K'_\mu$ ——初选齿饱和系数，一般在 1.3 左右选取。

## 2) 开路电抗

$$X_{0S} = X_{mS} + X_S \quad (\text{欧})$$

## 3) 系数

$$S_1 = \frac{X_{mS}}{12X_{0S}} \left( \frac{2\pi p}{Z_S} \right)^2$$

$$S_2 = \frac{X_{mS} - X_{SR} - X_{tR}}{X_{0S}}$$

$$S_{12} = S_1^2 + 4S_2$$

## 4) 漏磁系数

$$K_p = \frac{-S_1 + \sqrt{S_{12}}}{2}$$

$$K_r = K_p^2$$

$$K_g = \frac{K_p}{2 - K_r}$$

## 7. 磁路计算

### [66] 压降系数

$$K_i = 1 - \frac{P_2 Z_S}{U_1^2}$$

### [67] 每极磁通

$$\phi = \frac{K_t U_1}{K_t N K_{opS}} \cdot \frac{50}{f} \times 10^6 \quad (\text{麦})$$

式中  $K_g$ ——是由  $K'_\mu$  查图 7-4 而得。

### [68] 定子齿部截面积

$$S_{tS} = b_{tS} l_{tS} K_{Fe} Z_{0S} \quad (\text{厘米}^2)$$

式中  $Z_{0S}$ ——定子每极槽数， $Z_{0S} = Z_S / 2p$ 。

### [69] 转子齿部截面积

$$S_{tR} = b_{tR} l_{tR} K_{Fe} Z_{0R} \quad (\text{厘米}^2)$$

式中  $Z_{0R}$ ——转子每极槽数， $Z_{0R} = Z_R / 2p$ 。

[70] 定子轭部截面积

$$S_{js} = h_{js} K_{Fe} l_{ts} \quad (\text{厘米}^2)$$

[71] 转子轭部截面积

$$S_{jr} = h_{jr} K_{Fe} l_{tr} \quad (\text{厘米}^2)$$

[72] 气隙面积

$$S_\delta = \tau l' \quad (\text{厘米}^2)$$

[73] 定子齿磁密

$$B_{ts} = \frac{\phi}{\alpha_\delta S'_{ts}} \quad (\text{高斯})$$

[74] 转子齿磁密

$$B_{tr} = \frac{\phi K_g}{\alpha_\delta S'_{tr}} \quad (\text{高斯})$$

[75] 气隙磁密

$$B_\delta = \frac{\phi K_r}{\alpha_\delta S_\delta} \quad (\text{高斯})$$

[76] 定子轭磁密

$$B_{js} = \frac{\phi}{2S_{js}} \quad (\text{高斯})$$

[77] 转子轭磁密

$$B_{jr} = \frac{\phi K_g}{2S_{jr}} \quad (\text{高斯})$$

[78] 定子齿、转子齿磁场强度

查相应磁化曲线得  $H_{ts}$ 、 $H_{tr}$  (安/厘米)。

[79] 定子齿磁势

$$F_{ts} = h_{ts} H_{ts} \quad (\text{安})$$

[80] 转子齿磁势

$$F_{tr} = h_{tr} H_{tr} \quad (\text{安})$$

[81] 气隙磁势

$$F_\delta = 0.8\delta' B_\delta \quad (\text{安})$$

[82] 齿饱和系数

$$K_{\mu} = \frac{F_{ts} + F_{tr} + F_{\delta}}{F_{\delta}}$$

$K_{\mu}$  与  $K'_{\mu}$  比较

误差值不超过 0.03, 否则要重复计算 [64]~[81] 的各项参数, 直到调整合适为止。

[83] 定子轭磁路长

$$L_{js} = \frac{\pi(D_{es} - h_{js})}{4p} \quad (\text{厘米})$$

[84] 转子轭磁路长

$$L_{jr} = \frac{\pi(D_{ir} + h_{jr})}{4p} \quad (\text{厘米})$$

式中  $D_{ir}$ ——转子冲片内孔直径(厘米)。

[85] 定子轭磁场强度  $H_{js}$

[86] 转子轭磁场强度  $H_{jr}$

按电工钢片的牌号查附录 II 的磁化曲线可得  $H_{js}$ 、 $H_{jr}$  (安/厘米)。

[87] 定子轭磁势

$$F_{js} = \xi L_{js} H_{js} \quad (\text{安})$$

式中  $\xi$ ——轭部磁场修正系数, 可查图 7-11。

[88] 转子轭磁势

$$F_{jr} = \xi L_{jr} H_{jr} \quad (\text{安})$$

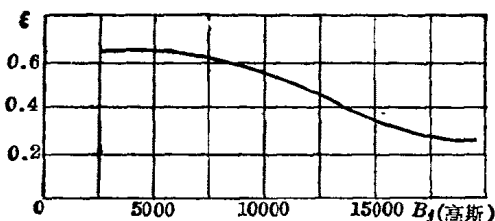


图 7-11 定、转子轭部磁路修正系数  $\xi = f(B_j)$



[89] 总饱和系数

$$K_{\mu 0} = \frac{F_{ts} + F_{tr} + F_{\delta} + F_{js} + F_{jr}}{F_{\delta}}$$

[90] 定子齿部体积

$$V_{ts} = 2pS_{ts}h_{ts} \quad (\text{厘米}^3)$$

[91] 定子轭部体积

$$V_{js} = 2pS_{js}L_{js} \quad (\text{厘米}^3)$$

[92] 定子齿铁损

$$P_{ts} = p_{ts}V_{ts} \quad (\text{瓦})$$

式中  $p_{ts}$ ——定子齿单位损耗, 可查相应损耗曲线得到。

[93] 定子轭铁损

$$P_{js} = p_{js}V_{js} \quad (\text{瓦})$$

式中  $p_{js}$ ——定子轭单位损耗, 可查相应损耗曲线。

[94] 总铁损耗

$$P_{Fe} = k(P_{ts} + P_{js}) \left( \frac{f}{50} \right)^{1.3} \quad (\text{瓦})$$

式中  $k$ ——经验数值, 一般取 2.5。

[95] 考虑饱和系数的激磁电抗

$$X_{\mu m} = \frac{X_{m0}}{K_{\mu 0}} \quad (\text{欧})$$

[96] 考虑饱和系数的开路电抗

$$X_0 = X_{\mu m} + X_s \quad (\text{欧})$$

[97] 斜槽漏抗

$$X_{SK} = S_1 K_p X_0 \quad (\text{欧})$$

[98] 转子漏抗

$$X_R = X_{SR} + X_{\delta R} + X_{SK} \quad (\text{欧})$$

[99] 总漏抗

$$X = X_s + X_R \quad (\text{欧})$$

[100] 空载电流

$$I_0 = \frac{2U_1}{X_0 + X} \quad (\text{安})$$

8. 副相绕组计算

[101] 副主相绕组有效匝比

$$K = \frac{N_a K_{cpm}}{N_m K_{dpm}}$$

一般,  $K$  值在电阻分相时取  $0.4 \sim 0.7$ , 电容起动时取  $0.7 \sim 1.4$ , 电容运转时取  $1.2 \sim 2.0$ .

[102] 副相导体数

$$N_a = \frac{K N_m K_{dpm}}{K_{dpo}}$$

式中  $K$ ——变比.

[103] 每极下总导体数

$$\sum N_i = \frac{N_a}{2p}$$

[104] 每槽导体数  $N_i$

按表 3-4 查得每槽所占一个极下总导体数的百分比, 从而算出各个槽所占的导体数.

[105] 确定绕组系数  $K_{dpo}$

一般, 副相绕组的结构取和主相相同, 如果所取的每槽导体数不是按表 3-4, 则要重算  $K_{dpo}$ , 其计算方法和项[40]一样.

[106] 线径的选择

$$S_{ca} = \frac{S_{cm}}{K_a} \quad (\text{毫米}^2)$$

式中,  $K_a$  值一般在电阻分相时取  $2 \sim 2.3$ , 电容起动时取  $1.5 \sim 2.2$  电容运转时取  $K$ . 算出的  $S_{ca}$  靠标准之后找出

导线的直径  $d_c/d_i$  (毫米) ( $d_c$  为裸铜线直径,  $d_i$  为带绝缘导线直径)

[107] 槽满率

$$K_{sa} = \frac{N_i d_i^2}{S_{ss}} 100\%$$

算出的槽满率应和主相槽满率在相同的槽内相加, 而最大槽满率  $K_s < 75\%$ .

[108] 平均跨距

$$Y_{av} = \frac{\sum_1^n Y_{ai}}{n}$$

[109] 绕组半匝长度

$$L_{ai} = l_{ts} + \frac{4.2(D_{is} + h_{ss})Y_{av}}{Z_s} \quad (\text{厘米})$$

[110] 绕组平均半匝长度

$$L_{av} = \frac{\sum_1^n N_{ai} L_{ai}}{N_{ap}} \quad (\text{厘米})$$

[111] 辅相绕组电阻 ( $75^\circ\text{C}$ )

$$R_a = \frac{2.13 L_{av} N_a}{S_a \times 10^4} \quad (\text{欧})$$

9. 起动计算

[112] 主绕组起动总电阻

$$R_{mst} = R_m + K_r R_R \quad (\text{欧})$$

[113] 不计饱和时主绕组起动总阻抗

$$Z_{mst} = \sqrt{R_{mst}^2 + X^2} \quad (\text{欧})$$

[114] 不计饱和时主绕组起动电流

$$I_{mst} = \frac{U_1}{Z_{mst}} \quad (\text{安})$$

[115] 不计饱和影响的漏磁导

$$\lambda_{1s} = 1.615l' \left( \frac{\lambda_{ss} - \frac{h_{s01}}{b_{0s}}}{Z_s} + \frac{\lambda_{sR} - \frac{h_{0R}}{b_{0R}}}{Z_R} \right) + \frac{X_{\lambda s}}{2K_x}$$

式中 对于闭口槽  $\frac{h_{0R}}{b_{0R}} = 1$

对于梨形槽  $h_{s01} = h_{0s} + \frac{d_{xs}}{2}$  (厘米)

对于平底槽  $h_{s01} = h_{0s} + h_2$  (厘米)

[116] 受饱和影响的漏磁导

$$\lambda_{2s} = \frac{X}{2K_x} - \lambda_{1s}$$

[117] 受饱和影响部分如不作饱和计算时的漏磁

$$\phi_0 = 4\sqrt{2} \lambda_{2s} N_m K_{apm} \Gamma'_{msl} \quad (\text{麦})$$

[118] 受饱和影响部分容许漏磁最大值

$$\phi_M = 25000l' \left[ \frac{(t_s + t_R - 2b_{0s} - 2b_{0R})^2}{4(t_s + t_R)} + h_{s01} + h_{0R} \right] \quad (\text{麦})$$

按照  $f_{0m} = \phi_0 / \phi_M$  查图 7-12 得到  $f_{em} = \phi_e / \phi_M$ .

[119] 受饱和影响部分

在饱和时的漏磁导

$$\lambda'_{2s} = \lambda_{2s} \frac{f_{em}}{f_{0m}}$$

[120] 考虑饱和影响时的  
的起动总电抗

$$X_{msl} = 2K_x (\lambda_{1s} + \lambda'_{2s}) \quad (\text{欧})$$

[121] 起动漏抗系数

$$C_R = \frac{1 + \frac{R_r^2}{X X_0}}{1 + \left( \frac{R_R}{X_0} \right)^2}$$

[122] 视在起动总电抗

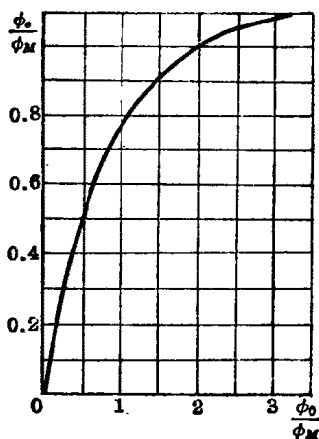


图 7-12 饱和漏抗曲线

$$X_{mSt} = C_R X'_{mSt} \quad (\text{欧})$$

[123] 主绕组起动总阻抗

$$Z_{mSt} = \sqrt{R_{mSt}^2 + X_{mSt}^2} \quad (\text{欧})$$

[124] 主绕组起动电流

$$I_{mSt} = \frac{U_1}{Z_{mSt}} \quad (\text{安})$$

电流  $I_{mSt}$  与  $I'_{mSt}$  的相差应小于 0.05, 否则应重新计算

[112] ~ [122] 各项参数, 使达到要求为止。

[125] 主绕组起动电流相位角

$$\theta_m = \arctan \frac{X_{mSt}}{R_{mSt}}$$

[126] 电容器电抗

$$X_c = \frac{10^6}{2\pi f C} \quad (\text{欧})$$

式中  $C$ ——电容值(微法), 电容器电容量的选择可参照表 7-3 和表 7-4,  $X_c$  也可查表 7-5 得到。

表 7-3 电容器电容量的选择

电动机功率 $P_2$ (瓦)	4	8	15	25	40	60	90	120	180	250	370	550	750
电动机极对数	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2	1/2
工作电容器电容量(微法)	1	1	1.2	1.2	2/2	2/2	4/4	4/4	4/6	6			
起动电容器电容量(微法)								75	75	100	100	150	200

\* 表中, 例如功率为 25 瓦, 极对数为 1, 相对应的电容量是 1.2 微法。

表 7-4 洗衣机用电动机的电容值

功率 (瓦)	90	120	150
电容量(微法)	6~8	8~10	10~12

[127] 电容器电阻  $R_c$

$R_c$  按表 7-5 查出。

表 7-5 电容器交流电阻  $R_c$  和电抗  $X_c$  值

电容量 (微法)	1	2	3	4	5	6	8	10	75	100	150	200
$X_c$ (欧)	3180	1590	1060	795	637	530	398	318	42.5	31.8	21.2	15.9
$R_c$ (欧)	20	16	15.5	15	14.5	14	13	12	4.3	3.2	2.2	1.6

[128] 副相绕组起动总电阻

$$R_{ast} = R_a + K^2 K_r R_R + R_c \quad (\text{欧})$$

[129] 辅相绕组起动总电抗

$$X_{ast} = K^2 X_{mst} - X_c \quad (\text{欧})$$

[130] 辅相绕组起动总阻抗

$$Z_{ast} = \sqrt{R_{ast}^2 + X_{ast}^2} \quad (\text{欧})$$

[131] 辅相绕组起动电流

$$I_{ast} = \frac{U_1}{Z_{ast}} \quad (\text{安})$$

[132] 辅相起动电流相位角

$$\theta_a = \arctan \frac{X_{ast}}{R_{ast}} \quad (\text{度})$$

[133] 起动转矩倍数

$$m_{st} = \frac{1.77 K K_r R_R I_{mst} I_{ast} \sin(\theta_m - \theta_a)}{P_2}$$

[134] 起动电流

$$I_{st} = \frac{I_{mst}}{Z_{ast}} \sqrt{(R_{mst} + R_{ast})^2 + (X_{mst} + X_{ast})^2} \quad (\text{安})$$

[135] 电容器电压

$$U_0 = I_{as} \sqrt{R_0^2 + X_0^2} \quad (\text{伏})$$

## 10. 性能计算

### (1) 关系式

#### [136] 假定滑差

$$S = \frac{n_0 - n_N}{n_0}$$

式中,  $n_0$  为同步转速.  $S$  一般是在 0.05~0.10 之间选取. 对具有特殊用途的电动机, 要根据具体情况或具体要求来确定  $S$ .

#### [137] 几个关系式

$$m_1 = \frac{K_r R_B}{2} \quad (\text{欧})$$

$$m_2 = \frac{R_R}{X_0}$$

$$m_3 = \frac{K_p X_0}{2} \quad (\text{欧})$$

$$m_4 = \frac{K_p X_R}{2} \quad (\text{欧})$$

#### [138] 正序视在电阻

$$R_f = \frac{\frac{m_1}{S}}{1 + \left(\frac{m_2}{S}\right)^2} \quad (\text{欧})$$

#### [139] 正序视在电抗

$$X_f = \frac{m_3 \left(\frac{m_2}{S}\right)^2 + m_4}{1 + \left(\frac{m_2}{S}\right)^2} \quad (\text{欧})$$

#### [140] 负序视在电阻

$$R_b = \frac{\frac{m_1}{(2-S)}}{1 + \left(\frac{m_2}{2-S}\right)^2} \quad (\text{欧})$$

[141] 负序视在电抗

$$X_b = \frac{m_3 \left(\frac{m_2}{2-S}\right)^2 - m_4}{1 + \left(\frac{m_2}{2-S}\right)^2} \quad (\text{欧})$$

[142] 总等值电阻

$$R_t = R_m + R_f + R_b \quad (\text{欧})$$

[143] 总等值电抗

$$X_t = X_s + X_f + X_b \quad (\text{欧})$$

(2) 电阻分相及电容起动的性能计算

[144] 不计铁耗时的电流

$$I'_1 = \frac{U_1 \cos\left(\tan^{-1} \frac{X_t}{R_t}\right)}{R_t} \quad (\text{安})$$

[145] 电流修正值

$$I_1 = I'_1 + \frac{P_{Fe} R_t}{2U_1 \sqrt{R_t^2 + X_t^2}} \quad (\text{安})$$

[146] 总电流密度

$$j_m = \frac{I_1}{S_m} \quad (\text{安/毫米}^2)$$

[147] 输出功率

$$P_2 = I'_1 (R_f - R_b) (1-S) - \left( P_{fw} + \frac{P_{Fe}}{2} \right) \quad (\text{瓦})$$

式中,  $P_{fw}$  为机械损耗, 由经验数据给出。一般, 也可按下面公式算出:

① 自冷式



$$P_{fw} = C \left( \frac{6}{2p} \right)^2 \left( \frac{D_{eR}}{10} \right)^4 \text{ (瓦)}$$

其中:  $p=1$  时,  $C=5$ ;  $p \geq 2$  时,  $C=6$ .

② 自扇冷却

$$P_{fw} = C \left( \frac{6}{2p} \right)^2 \left( \frac{D_{es}}{10} \right)^4 \text{ (瓦)}$$

其中:  $p=1$  时,  $C=0.65$ ;  $p \geq 2$  时,  $C=1$ .

[148] 输入功率

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \left( \operatorname{tg}^{-1} \frac{X_t}{R_t} \right) + \frac{P_{r0}}{2}$$

[149] 效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} 100\%$$

[150] 功率因数

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{U_1 I_1}$$

[151] 压降系数

$$K_t = 1 - \frac{I_1 R_m \cos \varphi}{U_1}$$

[152] 转速

$$n = (1-S) \frac{60f}{p} \text{ (转/分)}$$

[153] 转矩

$$M = \frac{97.5 P_2}{n} \text{ (公斤力厘米)}$$

[154] 最大转矩和最大转矩倍数

① 由  $\frac{R_R}{X}$  查图 7-13, 得  $S_{p0}$ ,  $S_m = 1 - S_{p0}$ , 用  $S_m$  代入

[136]项至[153]项,可求得  $M_m$ .

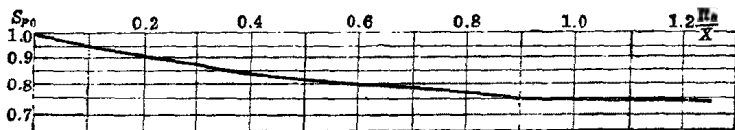


图 7-13

② 最大电流

$$I_{mm} = \frac{U_1}{\sqrt{R_t^2 + X_t^2}} \quad (\text{安})$$

③ 最大输出功率

$$P_{2m} = I_{mm}^2 (R_t - R_b) (1 - S_m) - \left( P_{fw} + \frac{P_{Fe}}{2} \right) \quad (\text{瓦})$$

④ 最大转矩倍数

$$m_m = \frac{(1 - S) P_{2m}}{(1 - S_m) P_2}$$

(3) 电容运转的性能计算

[155] 几个关系式

$$\textcircled{1} \quad R_{T0} = R_c + K^2 (R_f + R_b) + R_o \quad (\text{欧})$$

$$X_{T0} = K^2 X_t - X_o \quad (\text{欧})$$

$$\textcircled{2} \quad R_s = (R_t R_{T0} - X_t X_{T0}) - K^2 [(R_f - R_b)^2 - (X_f - X_b)^2] \quad (\text{欧}^2)$$

$$X_s = (R_t X_{T0} + X_t R_{T0}) - 2K^2 (R_f - R_b)(X_f - X_b) \quad (\text{欧}^2)$$

$$\textcircled{3} \quad R_4 = \frac{U_1 R_s}{R_s^2 + X_s^2} \quad (\text{欧}^2)$$

$$X_4 = R_4 \frac{X_s}{R_s} \quad (\text{欧})$$

$$\textcircled{4} \quad R_c = R_4 [R_{T0} - K(X_f - X_b)] + X_4 [X_{T0} + K(R_f - R_b)] \quad (\text{欧}^3)$$

$$X_5 = R_4 [X_{T0} + K(R_f - R_b)] - X_4 [R_{T0} - K(X_f - X_b)] \quad (\text{欧}^3)$$

$$\begin{aligned} \textcircled{5} \quad R_6 &= R_4[R_f + K(X_f - X_b)] \\ &\quad + X_4[X_t - K(R_f - R_b)] \quad (\text{欧}^2) \\ X_6 &= R_4[X_t - K(R_f - R_b)] \\ &\quad - X_4[R_f + K(X_f - X_b)] \quad (\text{欧}^2) \end{aligned}$$

[156] 主绕组电流

$$I_m = \sqrt{R_5^2 + X_5^2} \quad (\text{安})$$

[157] 主绕组电流密度

$$j_m = \frac{I_m}{S_m} \quad (\text{安/毫米}^2)$$

[158] 主绕组电流相位角

$$\theta_m = \arctg \frac{X_5}{R_5} \quad (\text{度})$$

[159] 辅绕组电流

$$I_6 = \sqrt{R_6^2 + X_6^2} \quad (\text{安})$$

[160] 辅绕组电流密度

$$j_6 = \frac{I_6}{S_6} \quad (\text{安/毫米}^2)$$

[161] 辅绕组电流相位角

$$\theta_6 = \arctg \frac{X_6}{R_6} \quad (\text{度})$$

[162] 线电流(定子电流)

$$I = \sqrt{(R_5 + R_6)^2 + (X_5 + X_6)^2} \quad (\text{安})$$

[163] 输出功率

$$\begin{aligned} P_2 &= \{(R_f - R_b)[R_5^2 + X_5^2 + K^2(R_6^2 + X_6^2)] \\ &\quad + 2K(R_5X_6 - X_5R_6)(R_f + R_b)\}(1 - S) \\ &\quad - \left(P_{wf} + \frac{P_{Fe}}{2}\right) \quad (\text{瓦}) \end{aligned}$$

[164] 输入功率

$$P_1 = U_1(I_{R_5} + I_{R_6}) + \frac{P_{Fe}}{2} \quad (\text{瓦})$$

[165] 效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} 100\%$$

[166] 功率因数

$$\cos \varphi = \cos \left( \arctan \frac{X_5 + X_6}{R_5 + R_6} \right)$$

[167] 热负荷

$$AJ = \frac{(I_m N_m j_m + I_a N_a j_a)}{\pi D_{is}} \quad (\text{安}^2/\text{厘米} \cdot \text{毫米}^2)$$

$AJ$  的大小影响电动机的温升, 因此要控制  $AJ$  的数值, 不能过大, 也不能过小。过大则温升太高, 太小则温升太低不能充分利用材料。为了使电动机能可靠长期的使用, 一般要使:

$$\text{自然冷却时} \quad AJ < 1200 (\text{安}^2/\text{厘米} \cdot \text{毫米}^2)$$

$$\text{自扇冷却时} \quad AJ < 1500 (\text{安}^2/\text{厘米} \cdot \text{毫米}^2)$$

[168] 转速

$$n = (1 - \delta) \frac{60f}{p} \quad (\text{转/分})$$

[169] 压降系数

$$K_v = 1 - \frac{I_m R_m \cos \varphi}{U_1}$$

[170] 电容器电压

$$U_c = I_c X_c (\text{伏})$$

## 7-2 单相电容运转异步电动机计算例题

1. 额定数据

[1] 输出功率  $P_2 = 90$  瓦

[2] 额定电压  $U = 220$  伏

[3] 电源频率  $f=50$  赫

[4] 极对数  $p=1$

2. 性能指标

[5] 效率  $\eta=58\%$

[6] 功率因数  $\cos\varphi=0.86$

[7] 起动电流  $I_{st}=3.2$  安

[8] 起动转矩倍数  $m_{st}=0.35$

[9] 最大转矩倍数  $m_{max}=1.8$

3. 主要尺寸的确定

[10] 电机常数  $C_A$

$$P'_1 = \frac{P_2}{\eta \cos\varphi} = \frac{90}{0.4655} = 193 \text{ 伏安}$$

式中,  $\eta \cos\varphi$  是由图 7-2 查得,  $\eta \cos\varphi=0.4655$ .

由  $P'_1$  查图 7-3 可得到  $C_A=1620$  厘米<sup>2</sup>·转/瓦·分

[11] 定子内径

$$D_{is} = \sqrt[3]{\frac{2C_A P'_1}{\lambda \pi n_g}} = \sqrt[3]{\frac{2 \times 1620 \times 193}{0.53 \times \pi \times 3000}} = 5 \text{ 厘米}$$

取  $D_{is}=4.8$  厘米

式中,  $\lambda = \frac{l_{ts}}{\tau}$ , 取  $\lambda=0.53$ .

[12] 定子外径

$$D_{es} = \frac{D_{is}}{K_D} = \frac{4.8}{0.5} = 9.6 \text{ 厘米}$$

取  $D_{es}=9$  厘米, 式中,  $K_D$  取 0.5.

[13] 极距

$$\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p} = \frac{\pi \times 4.8}{2} = 7.54 \text{ 厘米}$$

[14] 定子铁心长度

$$l_{ts} = \tau \lambda = 7.54 \times 0.53 = 3.99 \text{ 厘米}$$

取  $l_{ts} = 4$  厘米。

[15] 定、转子槽数

由表 7-1 选取  $Z_s = 24$ ,  $Z_r = 18$ 。

[16] 气隙磁通

$$\phi_\delta = \alpha_\delta B'_\delta \tau l' = 0.7 \times 5300 \times 7.54 \times 4 = 110295 \text{ 麦}$$

式中  $\alpha_\delta$ ——极弧系数，初设  $K'_\mu = 1.3$ ，查图 7-4 得  $\alpha_\delta = 0.69$ ；

$B'_\delta$ ——初选气隙磁密，取  $B'_\delta$  为 5300 高斯；

$l'$ ——铁心计算长度，设定、转子铁心有相同的长度，这时  $l' = 4$  厘米。

[17] 选择冲片材料

采用电工硅钢片，其型号为  $D_{21}$ 、厚 0.05 厘米，由表 7-2 查得  $K_{Fe} = 0.94$ 。

[18] 定子齿距

$$t_s = \frac{\pi D_{is}}{Z_s} = \frac{\pi \times 4.8}{24} = 0.628 \text{ 厘米}$$

[19] 定子齿宽

$$b_{ts} = \frac{t_s B'_\delta}{K_{Fe} B'_{ts}} = \frac{0.628 \times 5300}{0.94 \times 15000} = 0.236 \text{ 厘米}$$

式中， $B'_{ts}$  取 15000 高斯。

取  $b_{ts} = 0.23$  厘米。

[20] 定子轭高

$$h_{js} = \frac{D_{is} B_\delta}{2p K_{Fe} B_{js}} = \frac{4.8 \times 5300}{2 \times 1 \times 0.94 \times 14000} = 0.966 \text{ 厘米}$$

式中， $B_{js}$  取 14000 高斯。

取  $h_{js} = 0.95$  厘米。

[21] 定子齿高

$$h_{is} = \frac{D_{es} - D_{is} - 2h_{js}}{2} = \frac{9 - 4.8 - 2 \times 0.95}{2} = 1.15 \text{ 厘米}$$

[22] 确定定子槽面积  $S_{ss}$

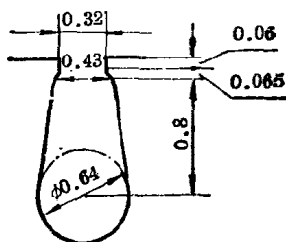


图 7-14 定子槽尺寸

按图 7-14 所示的定子槽尺寸  
计算槽面积

$$\begin{aligned} S_1 &= \left( R + \frac{b_{xs}}{2} \right) h_{ss} + 1.57 R^2 \\ &= \left( 0.32 + \frac{0.43}{2} \right) \times 0.8 \\ &\quad + 1.57 \times 0.32^2 \\ &= 0.588 \text{ 厘米}^2 \end{aligned}$$

$$S_i = C_i (2h_{s02} + d_A + b_{s1})$$

$$= 0.041 (2 \times 0.925 + 0.32\pi + 0.43) = 0.135 \text{ 厘米}^2$$

$$S_{ss} = S_1 - S_i = 0.588 - 0.135 = 0.453 \text{ 厘米}^2$$

式中  $C_i$ ——是根据槽绝缘的厚度选取的系数，一般取 0.05 左右；

$$h_{s02} = h_{ss} + h_{os} + h_2 = 0.8 + 0.06 + 0.065 = 0.925 \text{ 厘米；}$$

$$d_A \text{——是槽底圆周长的二分之一，} d_A = \pi \frac{d_{os}}{2} \text{ (厘米)。}$$

[23] 气隙

$$\delta = 0.025 \text{ 厘米}$$

[24] 定子气隙系数

$$\begin{aligned} K_{\delta s} &= \frac{t_s (4.4\delta + 0.75b_{os})}{t_s (4.4\delta + 0.75b_{os}) - b_{os}^2} \\ &= \frac{0.628 \times (4.4 \times 0.025 + 0.75 \times 0.32)}{0.628 \times (4.4 \times 0.025 + 0.75 \times 0.32) - 0.32^2} \\ &= 1.872 \end{aligned}$$

[25] 转子外径

$$D_{eR} = D_{is} - 2\delta = 4.8 - 2 \times 0.025 = 4.75 \text{ 厘米}$$

[26] 转子齿距

$$t_R = \frac{\pi D_{eR}}{Z_R} = \frac{\pi \times 4.75}{18} = 0.829 \text{ 厘米}$$

[27] 转子槽形

按图 7-15 的尺寸进行计算。

[28] 转子齿宽

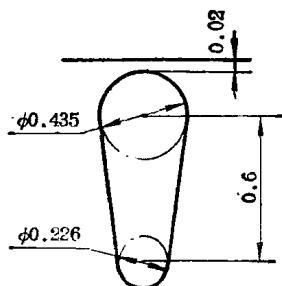


图 7-15 转子槽形尺寸

$$b'_{tR} = \frac{t_R B'_s}{K_{Fe} B'_{tR}} = \frac{0.829 \times 5300}{0.94 \times 15000} = 0.312 \text{ 厘米}$$

式中,  $B'_R$  取 15000 高斯。

取  $b_{tR} = 0.31$  厘米。

[29] 转子冲片材料

与定子冲片材料相同。

[30] 转子齿高

$$h_{tR} = h_{0R} + \frac{1}{2}(d_{dR} + d_{xR}) + h_{gR} = 0.02 + \frac{1}{2}(0.435 + 0.226) + 0.6 = 0.95 \text{ 厘米}$$

[31] 转子轭高

$$h'_{jR} = \frac{D_{eR} B'_s}{2\mu K_{Fe} B'_{jR}} = \frac{4.75 \times 5300}{2 \times 1 \times 0.94 \times 12500} = 1.071 \text{ 厘米}$$

取  $h_{jR} = 1.112$  厘米。

[32] 转子斜槽

$$b_{gK} = t_R = 0.628 \text{ 厘米}$$

[33] 转子导条长度



$$l_{cR} = \sqrt{l_{rR}^2 + b_{sR}^2} = \sqrt{4^2 + 0.628^2} = 4.05 \text{ 厘米}$$

[34] 转子槽面积

$$\begin{aligned} S_{sR} &= \frac{\pi}{8} (d_{dR}^2 + d_{xR}^2) + \frac{1}{2} (d_{dR} + d_{xR}) h_{sR} \\ &= \frac{\pi}{8} (0.435^2 + 0.226^2) + \frac{1}{2} (0.435 + 0.226) \times 0.6 \\ &= 0.292 \text{ 厘米}^2 \end{aligned}$$

[35] 端环截面积

$$S_R = h_R b_R = 1.05 \times 0.5 = 0.525 \text{ 厘米}^2$$

式中 
$$h_R = \frac{1.0 + 1.1}{2} = 1.05 \text{ 厘米}$$

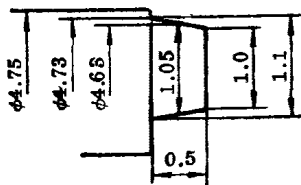


图 7-16 端环尺寸

[36] 端环系数

$$\begin{aligned} K_r &= \frac{2p}{2} (1 - K_a) \frac{1 + (K_a)^{2p}}{1 - (K_a)^{2p}} \\ &= \frac{2}{2} (1 - 0.706) \\ &\quad \times \frac{1 + (0.706)^2}{1 - (0.706)^2} = 0.876 \end{aligned}$$

式中 
$$K_a = \frac{D_{ri}}{D_{av}} = \frac{2.53}{3.58} = 0.706$$

其中端环平均内径

$$D_{ri} = D_r - 2h_R = 4.63 - 2 \times 1.05 = 2.53 \text{ 厘米}$$

端环平均直径

$$D_{av} = D_r - h_R = 4.63 - 1.05 = 3.58 \text{ 厘米}$$

[37] 转子气隙系数

取  $K_{\delta R} = 1$ .

[38] 气隙系数

$$K_\delta = K_{\delta s} \cdot K_{\delta R} = 1.872$$

#### 4. 主绕组的计算

##### [39] 定子每极槽数

$$Z_0 = \frac{Z_s}{2P} = \frac{24}{2} = 12$$

[40] 根据  $Z_0$  查表 3-4 确定绕组的跨距  $Y_1$  和绕组系数  $K_{aps}$ , 即

跨距  $Y_1$  1—12, 2—11, 3—10, 4—9, 5—8, 6—7.

绕组系数  $K_{aps} = 0.783$

##### [41] 平均跨距

$$Y_{\text{avg}} = \frac{11+9+7+5+3+1}{6} = 6$$

[42] 由饱和系数的假定值  $K'_\mu$ , 取  $K'_\mu = 1.3$ , 从图 7-4 中查出波形系数  $K_\phi = 1.087$ .

##### [43] 每极串联导体数

$$\begin{aligned} N_0 &= \frac{K_i U_1 \times 10^8}{K_\phi \phi 2p K_{aps}} \cdot \frac{50}{f} \\ &= \frac{0.92 \times 220 \times 10^8}{1.087 \times 110795 \times 2 \times 1 \times 0.783} \times \frac{50}{50} = 1078 \end{aligned}$$

式中,  $K_i$  取 0.92.

取  $N_0 = 1072$ .

##### [44] 每槽导体数

按表 3-4 每槽导体数的分配计算有如下的数据:

$Y_{1-12}$	$N_1 = 139$	$Y_{4-9}$	$N_4 = 85$
$Y_{2-11}$	$N_2 = 130$	$Y_{5-8}$	$N_5 = 53$
$Y_{3-10}$	$N_3 = 111$	$Y_{6-7}$	$N_6 = 18$

##### [45] 每相串联总匝数

$$N = 2p N_0 = 2 \times 1 \times 1072 = 2144$$

##### [46] 定子估算电流

$$I'_s = \frac{P_2}{\sqrt{2} U_{1\gamma} \cos \varphi} = \frac{90}{\sqrt{2} \times 220 \times 0.4655} = 0.62 \text{ 安}$$

[47] 导线直径

$$\begin{aligned} d_0 &= \frac{1}{1.2} \sqrt{\frac{4P_2}{U_{1\pi} J_{m\gamma} \cos \varphi}} \\ &= \frac{1}{1.2} \times \sqrt{\frac{4 \times 90}{220 \times \pi \times 5 \times 0.4655}} = 0.39 \text{ 毫米} \end{aligned}$$

式中,  $j_m$  取 5 安/毫米<sup>2</sup>.

取  $d_0 = 0.38$  毫米.

带绝缘导线直径  $d_i = 0.42$  毫米,  $S_0 = 0.1134$  毫米<sup>2</sup>.

[48] 槽满率

$$K_{smi} = \frac{N_i d_i^2}{S_{s8}} 100\% = \frac{N_i \times 0.42^2}{45.3} 100\%$$

将  $N_1 = 139$ 、 $N_2 = 130$ 、 $N_3 = 111$ 、 $N_4 = 85$ 、 $N_5 = 53$  及  $N_6 = 18$  分别代入上式, 得  $K_{sm1} = 54\%$ ,  $K_{sm2} = 50.6\%$ ,  $K_{sm3} = 43\%$ ,  $K_{sm4} = 33\%$ ,  $K_{sm5} = 20.6\%$ ,  $K_{sm6} = 7\%$ .

[49] 半匝长度

$$\begin{aligned} L_{mi} &= l_{is} + \frac{4.5(D_{is} + h_{is})Y_i}{Z_s} = 4 + \frac{4.5(4.8 + 1.15)Y_i}{24} \\ &= 4 + 1.113Y_i \end{aligned}$$

式中

$$\begin{aligned} h_{is} &= h_{08} + h_{s1} + h_{s2} + \frac{2R}{3} \\ &= 0.06 + 0.065 + 0.8 + \frac{2 \times 0.32}{3} = 1.15 \text{ 厘米} \end{aligned}$$

将  $Y_1 = 11$ 、 $Y_2 = 9$ 、 $Y_3 = 7$ 、 $Y_4 = 5$ 、 $Y_5 = 3$  及  $Y_6 = 1$  分别代入式  $L_{mi} = 4 + 1.113Y_i$ , 得  $L_{m1} = 16.26$  厘米,  $L_{m2} = 14.03$  厘米,  $L_{m3} = 11.79$  厘米,  $L_{m4} = 9.56$  厘米,  $L_{m5} = 7.34$  厘米,  $L_{m6} = 5.11$  厘米.

[50] 平均半匝长度

$$L_{\text{mav}} = \frac{\sum_1^n N_{m1} L_{m2}}{N_0/2}$$

$$= \frac{\left\{ \begin{array}{l} 139 \times 16.26 + 130 \times 14.03 + 111 \times 11.79 \\ + 85 \times 9.56 + 53 \times 7.34 + 18 \times 5.11 \end{array} \right\}}{1072/2}$$

$$= 12.46 \text{ 厘米}$$

[51] 主相绕组电阻(75°C)

$$R_p = \frac{2.13 L_{\text{mav}} 2p N_0}{S_0 \times 10^4} = \frac{2.13 \times 12.46 \times 2144}{0.1134 \times 10^4} = 50.2 \text{ 欧}$$

5. 主绕组参数计算

[52] 等效气隙长度

$$\delta' = K_{\delta s} K_{\delta R} \delta = 1.872 \times 1 \times 0.025 = 0.0467 \text{ 厘米}$$

[53] 定子槽漏磁导

$$\lambda_{ss} = \frac{h_{0s}}{b_{0s}} + \frac{2h_{ss}}{b_{0s} + b_{as}} + \lambda_L$$

$$= \frac{0.06}{0.32} + \frac{2 \times 0.065}{0.32 + 0.43} + 0.93 = 1.29$$

式中,  $\lambda_L$  系根据图 7-14 求得

$$\frac{b_a}{d_a} = \frac{0.43}{0.64} = 0.67 \quad \text{及} \quad \frac{h_s}{d_a} = \frac{0.8}{0.64} = 1.25,$$

然后根据  $\frac{b_s}{d_a} = 0.67$  及  $\frac{h_s}{d_a} = 1.25$  再查图 7-9, 得  $\lambda_L = 0.93$ .

[54] 定子槽漏抗

$$X_{ss} = \frac{2.51 l_{ts} \lambda_{ss}}{Z_s} K_s = \frac{2.51 \times 4 \times 1.29}{24} \times 8.853 = 4.78$$

式中

$$K_s = \pi \left( \frac{2f}{100} \right) \left( \frac{2pN_s K_{ds}}{1000} \right)^2$$

$$= \pi \left( \frac{2 \times 50}{100} \right) \times \left( \frac{2 \times 1 \times 1072 \times 0.783}{1000} \right)^2 = 8.853$$

[55] 总差漏抗

$$X'_\delta = \frac{0.21l'(t_s + t_R - b_{os} - b_{oR})^2}{Z_s \delta(t_s + t_R)} K_s$$

$$= \frac{0.21 \times 4 \times (0.628 + 0.829 - 0.32)^2}{24 \times 0.025(0.628 + 0.829)} \times 8.853 = 11.11 \text{ 欧}$$

式中  $l' = (l_{ts} + l_{tR}) \div 2 = (4 + 4) \div 2 = 4 \text{ 厘米}$

[56] 定子差漏抗

$$X_{\delta s} = \frac{Z_R}{Z_R + Z_s} X'_\delta = \frac{18}{18 + 24} \times 11.11 = 4.72 \text{ 欧}$$

[57] 定子端部漏抗

$$X_{\lambda s} = \frac{\pi(D_{is} + l_{ts})Y_{mav}}{2.54Z_s 2p} K_s$$

$$= \frac{\pi(4.8 + 1.15) \times 6}{2.54 \times 24 \times 2 \times 1} \times 8.853 = 8.13 \text{ 欧}$$

[58] 定子漏抗

$$X_s = X_{ss} + X_{\delta s} + X_{\lambda s} = 4.78 + 4.72 + 8.13 = 17.6 \text{ 欧}$$

[59] 不考虑饱和的激磁电抗

$$X_{m0} = \frac{0.254l'\tau}{\delta' 2p} K_s = \frac{0.254 \times 4 \times 7.54}{0.0467 \times 2 \times 1} \times 8.853$$

$$= 725 \text{ 欧}$$

[60] 阻抗

$$Z_{is} = \sqrt{R_m^2 + X_s^2} = \sqrt{50.2^2 + 17.6^2} = 53.2 \text{ 欧}$$

6. 转子参数计算

[61] 转子电阻(75°C)

$$\begin{aligned}
 R_R &= \left[ \frac{8.4(l_{tR} + b_R)}{S_{SR}Z_R} + \frac{5.3D_{av}K_r}{4p^2S_R} \right] K_1 \\
 &= \left[ \frac{8.4 \times (4 + 0.5)}{0.292 \times 18} + \frac{5.3 \times 3.58 \times 0.876}{4 \times 1 \times 0.525} \right] \times 281.8 \\
 &= 42.6 \text{ 欧}
 \end{aligned}$$

式中  $K_1 = \left( \frac{2pN_0K_{dps}}{100} \right)^2 = \left( \frac{2144 \times 0.783}{100} \right)^2 = 281.8$

[62] 转子槽漏磁导

$$\lambda_{SR} = \frac{h_{0R}}{b_{0R}} + \frac{2h_2}{b_{0R} + d_{dR}} + \lambda_L = 1 + 0.94 = 1.94$$

式中,  $\lambda_L$  系由图 7-15 中

$$\frac{d_x}{d_d} = \frac{0.435}{0.226} = 1.92 \quad \text{及} \quad \frac{h_S}{d_x} = \frac{0.6}{0.226} = 2.65$$

按图 7-8 查得,  $\lambda_L = 0.94$ . 其中,

$$\frac{h_{0R}}{b_{0R}} + \frac{2h_2}{b_{0R} + d_{dR}} = 1 \quad (\text{闭口槽})$$

[63] 转子槽漏抗

$$\begin{aligned}
 X_{SR} &= \frac{2.51l_{tR}\lambda_{SR}}{Z_R} K_s = \frac{2.51 \times 4 \times 1.94}{18} \times 8.853 \\
 &= 9.58 \text{ 欧}
 \end{aligned}$$

[64] 转子差漏抗

$$X_{tR} = \frac{Z_S}{Z_S + Z_R} X'_s = \frac{24}{24 + 18} \times 11.11 = 6.29 \text{ 欧}$$

[65] 漏磁系数

① 考虑饱和系数  $K_\mu$  时的激磁电抗

$$X_{mS} = \frac{X_{m0}}{K'_\mu} = \frac{725}{1.3} = 558 \text{ 欧}$$

式中,  $K'_\mu$  初选 1.3.

② 开路电抗

$$X_{0S} = X_{mS} + X_S = 558 + 17.6 = 575.6 \text{ 欧}$$

### ③ 系数

$$S_1 = \frac{X_{m8}}{12X_{08}} \left( \frac{2\pi p}{Z_s} \right)^2 = \frac{558}{12 \times 575.6} \times \left( \frac{2\pi \times 1}{24} \right)^2 \\ = 0.00554$$

$$S_2 = \frac{X_{m8} - X_{8R} - X_{\delta R}}{X_{08}} = \frac{558 - 9.58 - 6.29}{575.6} = 0.941$$

$$S_{12} = S_1^2 + 4S_2 = 0.00554^2 + 4 \times 0.941 = 3.76$$

### ④ 漏磁系数

$$K_p = \frac{-S_1 + \sqrt{S_{12}}}{2} = \frac{-0.00554 + \sqrt{3.76}}{2} = 0.97$$

$$K_r = K_p^2 = 0.97^2 = 0.94$$

$$K_g = \frac{K_p}{2 - K_r} = \frac{0.97}{2 - 0.94} = 0.915$$

## 7. 磁路计算

### [66] 压降系数

$$K_t = 1 - \frac{P_2 Z_{\delta s}}{U_1^2} = 1 - \frac{90 \times 53.2}{220^2} = 0.901$$

### [67] 每极磁通

$$\phi = \frac{K_t U_1}{K_\phi N K_{ap8}} \cdot \frac{50}{f} \times 10^6 \\ = \frac{0.901 \times 220}{1.087 \times 2144 \times 0.783} \times \frac{50}{50} \times 10^6 = 108634 \text{ 麦}$$

式中,  $K_\phi$  由初选  $K'_\mu$  查图 7-4 可得  $K_\phi = 1.087$ .

### [68] 定子齿部截面积

$$S_{t8} = b_{t8} l_{t8} K_{Fe} Z_{08} = 0.23 \times 4 \times 0.94 \times 12 = 10.38 \text{ 厘米}^2$$

### [69] 转子齿部截面积

$$S_{tR} = b_{tR} l_{tR} K_{Fe} Z_{0R} = 0.31 \times 4 \times 0.94 \times 9 = 10.5 \text{ 厘米}^2$$

### [70] 定子轭部截面积

$$S_{j8} = h_{j8} K_{Fe} l_{t8} = 0.95 \times 0.94 \times 4 = 3.572 \text{ 厘米}^2$$

[71] 转子轭部截面积

$$S_{jR} = h_{jR} K_{Fe} l_{tR} = 1.112 \times 0.94 \times 4 = 4.18 \text{ 厘米}^2$$

[72] 气隙面积

$$S_{\delta} = \tau \cdot l' = 7.54 \times 4 = 30.16 \text{ 厘米}^2$$

[73] 定子齿磁密

$$B_{ts} = \frac{\phi}{\alpha_s S_{ts}} = \frac{108634}{0.69 \times 10.38} = 15168 \text{ 高斯}$$

式中,  $\alpha_s$  可由图 7-4 查得,  $\alpha_s = 0.69$ .

[74] 转子齿磁密

$$B_{tR} = \frac{\phi K_g}{\alpha_s S_{tR}} = \frac{108634 \times 0.915}{0.69 \times 10.5} = 13719 \text{ 高斯}$$

[75] 气隙磁密

$$B_{\delta} = \frac{\phi K_r}{\alpha_s S_{\delta}} = \frac{108634 \times 0.94}{0.69 \times 30.16} = 4907 \text{ 高斯}$$

[76] 定子轭磁密

$$B_{js} = \frac{\phi}{2S_{js}} = \frac{108634}{2 \times 3.572} = 15206 \text{ 高斯}$$

[77] 转子轭磁密

$$B_{jR} = \frac{\phi K_g}{2S_{jR}} = \frac{108634 \times 0.915}{2 \times 4.18} = 11890 \text{ 高斯}$$

[78] 定子齿、转子齿磁场强度

按  $D_{21}$  查附录 II 查得

$$H_{ts} = 30.3 \text{ 安/厘米} \quad H_{tR} = 15.9 \text{ 安/厘米}$$

[79] 定子齿磁势

$$F_{ts} = h_{ts} H_{ts} = 1.15 \times 30.3 = 34.8 \text{ 安}$$

[80] 转子齿磁势

$$F_{tR} = h_{sR} H_{tR} = 0.95 \times 15.9 = 15.1 \text{ 安}$$

[81] 气隙磁势

$$F_{\delta} = 0.88' B_{\delta} = 0.8 \times 0.0467 \times 4.907 = 183.3 \text{ 安}$$



[82] 齿饱和系数

$$K_{\mu} = \frac{F_{ts} + F_{tr} + F_{\delta}}{F_{\delta}} = \frac{34.8 + 15.1 + 183.3}{183.3} = 1.27$$

与原设  $K'_{\mu} = 1.3$  比较, 不大于 0.03.

[83] 定子轭磁路长

$$L_{js} = \frac{(D_{es} - h_{js})\pi}{4p} = \frac{(9 - 0.95)\pi}{4 \times 1} = 6.3 \text{ 厘米}$$

[84] 转子轭磁路长

$$L_{jr} = \frac{(D_{ir} + h_{jr})\pi}{4p} = \frac{(1.4 + 1.112)\pi}{4 \times 1} = 1.97 \text{ 厘米}$$

式中  $D_{ir}$ ——转子冲片内孔直径,  $D_{ir} = 1.4$  厘米.

[85] 定子轭磁场强度

按  $D_{21}$  查附录 II 得

$$H_{js} = 31.5 \text{ 安/厘米}$$

[86] 转子轭磁场强度

$$H_{jr} = 8.5 \text{ 安/厘米}$$

[87] 定子轭磁势

$$F_{js} = \xi L_{js} H_{js} = 0.33 \times 6.3 \times 38 = 65.5 \text{ 安}$$

式中,  $\xi$  可查图 7-11 曲线.

[88] 转子轭磁势

$$F_{jr} = \xi L_{jr} H_{jr} = 0.47 \times 1.97 \times 8.5 = 7.8 \text{ 安}$$

[89] 总饱和系数

$$\begin{aligned} K_{\mu 0} &= \frac{F_{ts} + F_{tr} + F_{\delta} + F_{js} + F_{jr}}{F_{\delta}} \\ &= \frac{34.8 + 15.1 + 183.9 + 65.5 + 7.8}{183.3} = 1.76 \end{aligned}$$

[90] 定子齿部体积

$$V_{ts} = 2p S_{ts} h_{ts} = 2 \times 1 \times 10.38 \times 1.15 = 23.8 \text{ 厘米}^3$$

[91] 定子轭部体积

$$V_{js} = 2pS_{js}L_{js} = 2 \times 1 \times 3.572 \times 6.3 = 45 \text{ 厘米}^3$$

[92] 定子齿铁损

$$P_{ts} = p_{ts} \cdot V_{ts} = 48.9 \times 23.8 = 1164 \text{ 毫瓦} = 1.164 \text{ 瓦}$$

式中  $p_{ts}$ ——单位损耗,  $p_{ts} = 48.9 \times 10^{-3}$  瓦/厘米<sup>3</sup> (查附录 II)

[93] 定子轭铁损

$$P_{js} = p_{js} \cdot V_{js} = 50 \times 45 = 2250 \text{ 毫瓦} = 2.25 \text{ 瓦}$$

式中  $p_{js}$ ——单位损耗,  $p_{js} = 50 \times 10^{-3}$  瓦/厘米<sup>3</sup> (查附录 II)

[94] 总铁损耗

$$P_{Fe} = k(P_{ts} + P_{js}) \times \left(\frac{50}{50}\right)^{1.3} = 2.5(1.164 + 2.25) \\ = 8.53 \text{ 瓦}$$

式中,  $k$  取 2.5.

[95] 考虑饱和系数的激磁电抗

$$X_{\mu m} = \frac{X_{m0}}{K_{\mu 0}} = \frac{725}{1.76} = 412 \text{ 欧}$$

[96] 考虑饱和系数的开路电抗

$$X_0 = X_{\mu m} + X_s = 412 + 17.6 = 430 \text{ 欧}$$

[97] 斜槽漏抗

$$X_{SK} = S_1 K_p X_0 = 0.00554 \times 0.97 \times 430 = 2.31 \text{ 欧}$$

[98] 转子漏抗

$$X_R = X_{SR} + X_{\delta R} + X_{SK} = 9.58 + 6.29 + 2.31 = 18.2 \text{ 欧}$$

[99] 总漏抗

$$X = X_s + X_R = 17.6 + 18.2 = 35.8 \text{ 欧}$$

[100] 空载电流

$$I_0 = \frac{2U_1}{X_0 + X} = \frac{2 \times 220}{430 + 35.8} = 0.945 \text{ 安}$$

## 8. 副相绕组计算

[101] 副、主绕组有效匝比

$$\text{取 } K = \frac{N_a K_{dps}}{N_m K_{dpm}} = 1.4$$

[102] 副相导体数

$$N_a = \frac{K N_m K_{dpm}}{K_{dps}} = 1.4 \times 2144 = 3002$$

取  $N_a = 3008$ .

[103] 每极下总导体数

$$\Sigma N_i = 1504$$

[104] 每槽导体数  $N_i$

按表 3-4 查得每槽所占的一个极下总导体的百分数.

$$Y_{7-18} \quad N_1 = 195 \quad Y_{10-15} \quad N_4 = 119$$

$$Y_{8-17} \quad N_2 = 182 \quad Y_{11-14} \quad N_5 = 75$$

$$Y_{9-16} \quad N_3 = 156 \quad Y_{12-13} \quad N_6 = 25$$

[105] 确定绕组系数  $K_{dps}$

主、副相绕组结构一般是相同的形式, 所以绕组系数也相同.

[106] 线径的选取

$$S_{ca} = \frac{S_{cm}}{K_a} = \frac{0.1134}{1.4} = 0.081 \text{ 毫米}^2$$

考虑到槽满率的原因,  $S_{ca}$  取小一些, 取  $S_{ca}$  为 0.0491 毫米<sup>2</sup>, 相应的导线为  $d_i/d_o = 0.29/0.25$  毫米.

[107] 槽满率

$$K_{sai} = \frac{N_i d_i^2}{S_{ss}} = \frac{N_i \times 0.29^2}{45.3} 100\%$$

将  $N_1 = 195$ 、 $N_2 = 182$ 、 $N_3 = 156$ 、 $N_4 = 119$ 、 $N_5 = 75$  及  $N_6 = 25$  分别代入上式, 得  $K_{sai} = 36.2\%$ ,  $K_{sa2} = 33.8\%$ ,

$K_{s03}=28.9\%$ ,  $K_{s04}=22.1\%$ ,  $K_{s05}=13.9\%$ ,  $K_{s06}=4.6\%$ ,  
将  $K_{sm}$ ,  $K_{se}$  在相同的槽内相加, 则可找到最大槽满率  $K_s=$   
 $65.1\% < 75\%$ .

[108] 平均跨距

$$Y_{av} = \frac{\sum_1^n Y_{ai}}{q_b} = Y_{mav}$$

[109] 半匝长度

$$L_{ai} = L_{mi} = 4 + 1.113Y_i$$

[110] 绕组平均半匝长度

$$L_{av} = L_{mav} = 12.46 \text{ 厘米}$$

[111] 副相绕组电阻 ( $75^\circ\text{C}$ )

$$R_a = \frac{2.13L_{av}N_a}{S_a \times 10^4} = \frac{2.13 \times 12.46 \times 3008}{0.0491 \times 10^4} = 162.6 \text{ 欧}$$

9. 起动计算

[112] 主绕组起动总电阻

$$R_{mst} = R_m + K_r R_R = 50.2 + 0.94 \times 42.6 = 93.7 \text{ 欧}$$

[113] 不计饱和时主绕组起动总电抗

$$Z_{mst} = \sqrt{R_{mst}^2 + X^2} = \sqrt{93.7^2 + 35.8^2} = 100 \text{ 欧}$$

[114] 不计饱和时主绕组起动电流

$$I_{mst} = \frac{U_1}{Z_{mst}} = \frac{220}{97.24} = 2.2 \text{ 安}$$

[115] 不计饱和影响的漏磁导

$$\begin{aligned} \lambda_{18} &= 1.615l' \left( \frac{\lambda_{s8} - \frac{h_{s01}}{b_{08}}}{Z_s} + \frac{\lambda_{sR} - \frac{h_{0R}}{b_{0R}}}{Z_R} \right) + \frac{X_{\lambda s}}{2K_z} \\ &= 1.615 \times 4 \times \left( \frac{1.29 - \frac{0.125}{0.32}}{24} + \frac{1.94 - 1}{18} \right) + \frac{8.13}{2 \times 8.853} \\ &= 1.04 \end{aligned}$$

式中,  $\frac{h_{0R}}{b_{0R}}=1$  (闭口槽)。

[116] 受饱和影响的漏磁导

$$\lambda_{2S} = \frac{X}{2K_s} - \lambda_{1S} = \frac{35.8}{2 \times 8.853} - 1.04 = 0.98$$

[117] 受饱和影响部分如不作饱和计算时的漏磁

$$\begin{aligned}\phi_0 &= 4\sqrt{2}\lambda_{2Sm}N_mK_{apm}I_{mSt} \\ &= 4\sqrt{2} \times 1.051 \times 2144 \times 0.783 \times 2.2 = 20474 \text{ 麦}\end{aligned}$$

[118] 受饱和影响部分允许漏磁最大值

$$\begin{aligned}\phi_M &= 25000 \left[ \frac{(t_S + t_R - 2b_{0S} - 2b_{0R})^2}{4(t_S + t_R)} + h_{S01} + h_{0R} \right] \\ &= 25000 \times 4 \left[ \frac{(0.628 + 0.829 - 2 \times 0.32)^2}{4(0.628 + 0.829)} \right. \\ &\quad \left. + 0.125 + 0.02 \right] = 25953 \text{ 麦}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\text{按 } f_{0m} &= \frac{\phi_0}{\phi_M} = \frac{22576.5}{37682} = 0.788, \text{ 查图 7-12 得 } f_{\phi_n} = \frac{\phi_l}{\phi_M} \\ &= 0.73.\end{aligned}$$

[119] 受饱和影响部分在饱和时的漏磁导

$$\lambda'_{2S} = \lambda_{2S} \frac{f_{em}}{f_{0m}} = 0.98 \times \frac{0.73}{0.788} = 0.907$$

[120] 考虑饱和影响时的起动总电抗

$$\begin{aligned}X_{mSt} &= 2K_s(\lambda_{1S} + \lambda'_{2S}) \\ &= 2 \times 8.853 \times (1.04 + 0.907) = 34.47 \text{ 欧}\end{aligned}$$

[121] 起动漏抗系数

$$C_R = \frac{1 + \frac{R_R^2}{X X_0}}{1 + \left(\frac{R_R}{X_a}\right)^2} = \frac{1 + \frac{42.6^2}{35.8 \times 430}}{1 + \left(\frac{42.6}{430}\right)^2} = 1.107$$

[122] 视在起动总电抗

$$X_{mst} = C_R X'_{mst} = 1.107 \times 34.47 = 38.28 \text{ 欧}$$

[123] 主绕组起动总阻抗

$$Z_{mst} = \sqrt{R_{mst}^2 + X_{mst}^2} = \sqrt{93.7^2 + 38.28^2} = 101.2 \text{ 欧}$$

[124] 主绕组起动电流

$$I_{mst} = \frac{U_1}{Z_{mst}} = \frac{220}{101.2} = 2.174 \text{ 安}$$

[125] 主绕组起动电流相位角

$$\theta_m = \arctan \frac{X_{mst}}{R_{mst}} = \arctan \frac{38.28}{101.2} = 20.72^\circ$$

[126] 电容器电抗

$$X_c = \frac{10^6}{2\pi f_c} = \frac{10^6}{2\pi \times 50 \times 4} = 795.8 \text{ 欧}$$

式中, 电容器容量  $c$  取  $4 \mu\text{f}$ .

[127] 电容器电阻

由表 7-5 查得

$$R_c = 15 \text{ 欧}$$

[128] 副相绕组起动总电阻

$$\begin{aligned} R_{ast} &= R_a + K^2 K_r R_R + R_c \\ &= 162.6 + 1.4^2 \times 0.94 \times 42.6 + 15 = 256 \text{ 欧} \end{aligned}$$

[129] 副相绕组起动总电抗

$$\begin{aligned} X_{ast} &= K^2 X_{mst} - X_c \\ &= 1.4^2 \times 38.28 - 795.8 = -720.8 \text{ 欧} \end{aligned}$$

[130] 副相绕组起动总阻抗

$$Z_{ast} = \sqrt{R_{ast}^2 + X_{ast}^2} = \sqrt{256^2 + (-720.8)^2} = 765 \text{ 欧}$$

[131] 副相绕组起动电流

$$I_{ast} = \frac{U_1}{Z_{ast}} = \frac{220}{765.9} = 0.287 \text{ 安}$$

[132] 副相起动电流相位角

$$\theta_a = \arctan \frac{X_{ast}}{R_{ast}} = \arctan \frac{-720.8}{256} = -70.25^\circ$$

[133] 起动转矩倍数

$$\begin{aligned} m_{st} &= \frac{1.77 K K_r R_R I_{mst} I_{ast} \sin(\theta_m - \theta_a)}{P_2} \\ &= \frac{\left\{ \begin{array}{l} 1.77 \times 1.4 \times 0.94 \times 42.6 \times 2.174 \\ \times 0.287 \times \sin[20.72 - (-70.25)] \end{array} \right\}}{90} = 0.688 \end{aligned}$$

[134] 起动电流

$$\begin{aligned} I_{st} &= \frac{I_{mst}}{Z_{ast}} \sqrt{(R_{mst} + R_{ast})^2 + (X_{mst} + X_{ast})^2} \\ &= \frac{2.174}{765} \sqrt{(93.7 + 256)^2 + [38.28 + (-720.8)]^2} \\ &= 2.18 \text{ 安} \end{aligned}$$

[135] 电容器电压

$$U = I_{ast} \sqrt{R_c^2 + X_c^2} = 0.287 \times \sqrt{15^2 + 795.8^2} = 228.4 \text{ 伏}$$

10. 性能计算

(1) 关系式

[136] 假定转差率  $S$

初选定  $S$  为 0.06.

[137] 几个关系式

$$m_1 = \frac{K_r R_R}{2} = \frac{0.94 \times 42.6}{2} = 20$$

$$m_2 = \frac{R_R}{X_0} = \frac{42.6}{430} = 0.1$$

$$m_3 = \frac{K_p X_0}{2} = \frac{0.97 \times 430}{2} = 208$$

$$m_4 = \frac{K_p X_R}{2} = \frac{0.97 \times 18.2}{2} = 8.83$$

[138] 正序视在电阻

$$R_f = \frac{\frac{m_1}{S}}{1 + \left(\frac{m_2}{S}\right)^2} = \frac{\frac{20}{0.06}}{1 + \left(\frac{0.1}{0.06}\right)^2} = 88.3 \text{ 欧}$$

[139] 正序视在电抗

$$X_f = \frac{m_3 \left(\frac{m_2}{S}\right)^2 + m_4}{1 + \left(\frac{m_2}{S}\right)^2} = \frac{208 \times \left(\frac{0.1}{0.06}\right)^2 + 8.83}{1 + \left(\frac{0.1}{0.06}\right)^2} \\ = 155.3 \text{ 欧}$$

[140] 负序视在电阻

$$R_b = \frac{\frac{m_1}{2-S}}{1 + \left(\frac{m_2}{2-S}\right)^2} = \frac{\frac{20}{2-0.06}}{1 + \left(\frac{0.1}{2-0.06}\right)^2} = 10.3 \text{ 欧}$$

[141] 负序视在电抗

$$X_b = \frac{m_3 \left(\frac{m_2}{2-S}\right)^2 + m_4}{1 + \left(\frac{m_2}{2-S}\right)^2} = \frac{208 \times \left(\frac{0.1}{2-0.06}\right)^2 + 8.83}{1 + \left(\frac{0.1}{2-0.06}\right)^2} \\ = 9.4 \text{ 欧}$$

[142] 总等值电阻

$$R_t = R_m + R_f + R_b = 50.2 + 88.3 + 10.3 = 148.8 \text{ 欧}$$

[143] 总等值电抗

$$X_t = X_s + X_f + X_b = 17.6 + 155.3 + 9.4 = 182.3 \text{ 欧}$$

(2) 本题不计算

(3) 电容运转的性能计算

[155] 几个关系式

$$\textcircled{1} R_{T\alpha} = R_a + K^2(R_f + R_b) + R_o \\ = 162.6 + 1.4^2 \times (88.3 + 10.3) + 15 = 370.6 \text{ 欧}$$



$$X_{T_0} = K^2 X_t - X_c = 1.4^2 \times 182.3 - 795.8 = -438.5 \text{ 欧}$$

$$\begin{aligned} \textcircled{2} R_3 &= (R_t R_{T_0} - X_t X_{T_0}) - K^2 [(R_f - R_b)^2 - (X_f - X_b)^2] \\ &= [148.8 \times 370.6 - 182.3 \times (-438.5)] \\ &\quad - 1.4^2 \times [(88.3 - 10.3)^2 - (155.3 - 9.4)^2] \\ &= 164881 \text{ 欧}^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_3 &= (R_t X_{T_0} + X_t R_{T_0}) - 2K^2 (R_f - R_b)(X_f - X_b) \\ &= [148.8 \times (-438.5) + 182.3 \times 370.6] \\ &\quad - 2 \times 1.4^2 \times (88.3 - 10.3)(155.3 - 9.4) \\ &= -42299 \text{ 欧}^2 \end{aligned}$$

$$\textcircled{3} R_4 = \frac{U_1 R_3}{R_3^2 + X_3^2} = \frac{220 \times 164881}{164881^2 + (-42299)^2} = 0.00125 \text{ 欧}^2$$

$$X_4 = R_4 \frac{X_3}{R_3} = 0.00125 \times \frac{-42299}{164881} = -0.00032 \text{ 欧}$$

$$\begin{aligned} \textcircled{4} R_5 &= R_4 [R_{T_0} - K(X_f - X_b)] + X_4 [X_{T_0} + K(R_f - R_b)] \\ &= 0.00125 \times [370.6 - 1.4(155.3 - 9.4)] \\ &\quad + (-0.00032) \times [(-438.5) + 1.4 \\ &\quad \times (88.3 - 10.3)] = 0.3132 \text{ 欧}^3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_5 &= R_4 [X_{T_0} + K(R_f - R_b)] - X_4 [R_{T_0} - K(X_f - X_b)] \\ &= 0.00125 \times [(-438.5) + 1.4 \times (88.3 - 10.3)] \\ &\quad - (-0.00032) \times [370.6 - 1.4 \times (155.3 - 9.4)] \\ &= -0.3583 \text{ 欧}^3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \textcircled{5} R_6 &= R_4 [R_t + K(X_f - X_b)] + X_4 [X_t - K(R_f - R_b)] \\ &= 0.00125 \times [148.8 + 1.4 \times (155.3 - 9.4)] \\ &\quad + (-0.00032) \times [182.3 - 1.4 \times (88.3 - 10.3)] \\ &= 0.4179 \text{ 欧}^3 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 X_6 &= R_4[X_t - K(R_f - R_b)] - X_4[R_t + K(X_f - X_b)] \\
 &= 0.00125 \times [182.3 - 1.4 \times (88.3 - 10.3)] \\
 &\quad - (-0.00032) \times [148.8 + 1.4 \times (155.3 - 9.4)] \\
 &= 0.2042 \text{ 欧}^2
 \end{aligned}$$

[156] 主绕组电流

$$\begin{aligned}
 I_m &= \sqrt{R_5^2 + X_5^2} = \sqrt{(0.3132)^2 + (-0.3583)^2} \\
 &= 0.476 \text{ 安}
 \end{aligned}$$

[157] 主绕组电流密度

$$j_m = \frac{I_m}{S_m} = \frac{0.476}{0.1134} = 4.2 \text{ 安/毫米}^2$$

[158] 主绕组电流相位角

$$\theta_m = \arctg \frac{X_5}{R_5} = \arctg \frac{-0.3583}{0.3132} = -48.8^\circ$$

[159] 辅绕组电流

$$I_c = \sqrt{R_6^2 + X_6^2} = \sqrt{0.4179^2 + 0.2042^2} = 0.465 \text{ 安}$$

[160] 辅绕组电流密度

$$j_c = \frac{I_c}{S_c} = \frac{0.465}{0.0491} = 9.47 \text{ 安/毫米}^2$$

[161] 辅绕组电流相位角

$$\theta_c = \arctg \frac{X_6}{R_6} = \arctg \frac{0.2042}{0.4179} = 26^\circ$$

[162] 线电流(定子电流)

$$\begin{aligned}
 I &= \sqrt{(R_5 + R_6)^2 + (X_5 + X_6)^2} \\
 &= \sqrt{(0.3132 + 0.4179)^2 + (-0.3583 + 0.2042)^2} \\
 &= 0.747 \text{ 安}
 \end{aligned}$$

[163] 输出功率

$$\begin{aligned}
P_2 &= \{ (R_f - R_b) [R_5^2 + X_5^2 + K^2 (R_6^2 + X_6^2)] \\
&\quad + 2K (R_5 X_6 - X_5 R_6) (R_f + R_b) \} (1 - S) \\
&\quad - \left( P_{wf} + \frac{P_{Fe}}{2} \right) \\
&= \{ (88.3 - 10.3) \times [0.3132^2 + (-0.3583)^2 \\
&\quad + 1.4^2 \times (0.4179^2 + 0.2042^2)] + 2 \times 1.4 \times [0.3132 \\
&\quad \times 0.2042 - (-0.3583) \times 0.4179] \times (88.3 + 10.3) \} \\
&\quad \times (1 - 0.06) - \left( 6 + \frac{8.5}{2} \right) = 92.97 \text{ 瓦}
\end{aligned}$$

[164] 输入功率

$$\begin{aligned}
P_1 &= U_1 (R_5 + R_6) + \frac{P_{Fe}}{2} \\
&= 220 \times (0.3132 + 0.4179) + \frac{8.5}{2} = 165.1 \text{ 瓦}
\end{aligned}$$

[165] 效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} 100\% = \frac{92.97}{165.1} \times 100\% = 56.3\%$$

[166] 功率因数

$$\begin{aligned}
\cos \varphi &= \cos \left( \arctan \frac{X_5 + X_6}{R_5 + R_6} \right) \\
&= \cos \left( \arctan \frac{-0.3583 + 0.2042}{0.3132 + 0.4179} \right) = 0.979
\end{aligned}$$

[167] 热负荷

$$\begin{aligned}
AJ &= \frac{(I_m N_m j_m + I_a N_a j_a)}{\pi D_{is}} \\
&= \frac{(0.476 \times 2144 \times 4.2 + 0.465 \times 3008 \times 9.47)}{\pi \times 4.8} \\
&= 1163 \text{ 安}^2/\text{厘米} \cdot \text{毫米}^2
\end{aligned}$$

[168] 转速

$$n = (1 - s) \frac{60f}{p} = (1 - 0.06) \times \frac{60 \times 50}{1} = 2820 \text{ 转/分}$$

[169] 压降系数

$$K_t = 1 - \frac{I_m R_m \cos \varphi}{U_1} = 1 - \frac{0.476 \times 50.2 \times 0.979}{220} \\ = 0.896$$

[170] 电容器电压

$$U_c = I_c X_c = 0.465 \times (-795.8) = -370 \text{ 伏}$$

### 7-3 设计参数的调整

在电动机的设计过程中，由于电机的性能和各个参数之间存在着错综复杂的关系，设计往往达不到预定的技术要求，因此必需对设计进行调整，以求达到预计的目的。有关电机设计参数的调整问题，参见表 7-6。

从表 7-6 可见，当调节某一个参数时，就会影响到其它参数。因此，在这些相互联系的参数中，只能是综合的考虑，使所设计的参数、技术指标，符合使用的要求。

表 7-6 设计参数的调整

序号	现象	可能原因	调整方法	调整后对性能的影响	
1	过载能力低, $M_{\max}$ 太小	① 漏抗 $X_S + X_R$ 太大	① 减少定子匝数和定子铁心长度	① 磁路饱和程度加强	
		② 转子电阻 $r_R$ 太大	② 增大气隙长度	② 空载电流 $I_0$ 增大, $\cos\varphi$ 降低	
			③ 减少转子斜槽角	$I_0$ 增大, $\cos\varphi$ 降低	
			④ 增大槽口, 采用宽而浅的槽形	最小转矩减少, 电磁噪音增加	
			① 增大转子导条和端环截面		
2	起动转矩 $M_{st}$ 太小	② 转子电阻 $r_R$ 太大	② 减少定子匝数	① $r_R$ 减小, 可能使 $M_{st}$ 下降, $P_{AIR}$ 减小, 提高效率	
		① 漏抗 $X_S + X_R$ 太大	② 增加磁路的饱和程度	② 可使 $M_{\max}$ 增大	
			② $\cos\varphi$ 下降		
			③ $X_S, X_R$ 下降, 可使 $M_{\max}, I_{st}, M_{st}$ 增大		
		见序号 1	见序号 1		
		① 漏抗 $X_S + X_R$ 太大	① 减少转子导条和端环的截面	① $r_R$ 增大, 使 $\eta_N$ 下降	
		② 转子电阻 $r_R$ 太小	① 可减少有效匝比 $K$	② 增大 $P_{AIR}$ , 效率也减少	
		③ 有效匝比 $K$ 和电容器选择不当	② 增大副绕组电阻对电抗的比值	引起 $I_{st}$ 增大	
			③ 在具有电容器的单相电动机中适当增大有效匝数比 $K$ 或电容器容量	减少导线截面积, 电流密度会增加, 发热也会增加	
				$I_{st}$ 增加, 电容器电压 $U_c$ 也增加	

(续表)

序号	现象	可能原因	调整方法	调整后对性能的影响
3	起动电流 $I_{st}$ 太大	① 漏抗 $X_s + X_R$ 太小	① 增加定子匝数 ② 转子采用闭口槽 ③ 加深转子槽形	增大 $X_s + X_R$ 使 $M_{max}$ , $M_{st}$ 减小
		② 有效匝比 $K$ 或电容选择不当	① 在电阻起动电机中, 可增加 $K$ ② 在电容电机中, 适当减少 $K$ 和 $C$	$M_{st}$ 需减少 $M_{st}$ , $U_0$ 减小
		① 空载电流 $I_0$ 太大	① 减少主磁路的饱和程度, 增加定子匝数 ② 增加铁心长度 ③ 调整尺寸, 降低饱和和部分磁密 ④ 减少气隙的长度	漏抗 $X_s + X_R$ 增大, 可能使 $M_{max}$ , $M_{st}$ 下降, 且使电抗电流增大, 削弱了提高 $\cos \varphi$ 的效果
		② 电容运转电机中, $K$ 和 $C$ 匹配不当	调整 $K$ 和 $C$ 匹配, 一般可加大 $C$ 值	① 增加装配制造上的困难 ② 附加损耗和铁耗增加 $C$ 增加时, 则 $I_{st}$ , $M_{st}$ 相应增加, 且使运行时副相电流增大
4	功率因数 $\cos \varphi$ 太低			

序号	现象	可能原因	调整方法	调整后对性能的影响
5	效率 $\eta$ 低	① 定子铜耗太大	① 缩短线圈端部	增加下线困难
			② 放大线径、降低电流密度	① 槽满率提高、下线困难
			③ 降低定子匝数,可使定子、转子电阻同时减少	① 磁密增加, $I_0$ 增大,使 $\cos\varphi$ 下降 ② 铁耗增加, $\eta$ 增加 ③ 漏抗 $X_S + X_R$ 减少,会使 $I_{St}$ 增加
		② 转子铝耗 $P_{AlR}$ 太大	见序号 1	见序号 1
		③ 铁损耗 $P_{Fe}$ 太大	① 增大铁心长度 ② 增加定子匝数 ③ 调整磁路,使各部分磁密适当	① 增加铁重和电机长度 ① 增加用铜量,影响 $\eta$ ② $X_S$ 、 $X_R$ 增大,使 $M_{max}$ 、 $M_{St}$ 下降
		④ 机械损耗太大	④ 改善硅钢片的热处理 ⑤ 涂漆处理 ⑥ 采用新的低损耗的硅钢片 ① 提高轴承的质量和装配质量 ② 改善润滑油脂	加工工时提高,而且成本也高

# 第八章 测 试

## 8-1 测试前的准备工作

电机产品的测试目的在于检查电机的技术指标是否符合设计和使用要求,对于已定型生产的产品也要进行出厂检验。一台电机从设计到定型生产,要进行许多的测试项目。通常,在电机装配好之后要进行以下的检查及测试项目,如表8-1所示。

表 8-1

序号	检 查 及 测 试 项 目	序号	检 查 及 测 试 项 目
1	外观检查	14	额定数据检查
2	外形及安装尺寸检查		a) 功率和转矩
3	绕组对机壳及绕组间的绝缘电阻的测定		b) 电流
4	绕组在实际冷态下直流电阻的测定		c) 转速
5	耐电压试验	15	d) 效率
6	短时升高电压试验	16	e) 功率因数
7	空载特性试验	17	超速试验
8	堵转转矩和堵转电流测定	18	振动的测定
9	起动过程中最小转矩的测定	19	噪音的测定
10	最大转矩测定	20	湿热试验
11	短时过转矩试验		外壳防护等级
12	堵转试验		重量检查
13	温升试验		



测试前应注意下列事项:

1. 对环境的基本要求

- (1) 在海拔 1000 米以下.
- (2) 使用环境的温度不能超过  $40^{\circ}\text{C}$ .

2. 对电源的要求

- (1) 试验电源的电压应为实际正弦波形. 在负载时, 电压波形的瞬时值与基波分量的瞬时值之差不超过基波幅值的 5%, 在温升试验时不能超过 2.5%.

- (2) 电源的频率与额定频率的偏差不得超过  $\pm 0.5\%$ .

3. 对实验仪表的要求

- (1) 电气测量仪表的精度不应低于 0.5 级 (兆欧表除外).

- (2) 转速表的精度不应低于 0.1%.

- (3) 测功机的精度不应低于 0.1%.

- (4) 温度计的误差不应大于  $\pm 1^{\circ}\text{C}$ .

4. 实验接线图

按图 8-1 接线.

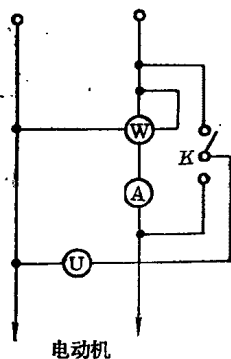


图 8-1 接线图

## 8-2 电阻测量

为了计算定子绕组的铜损耗  $P_{\text{cus}}$ , 要对定子绕组的电阻进行测量. 要比较准确测量定子绕组电阻, 应该将电机放在室内一段时间, 使得绕组的温度基本上和室温一致. 这时, 即可分别测量出主、副绕组的电阻. 如果对于主、副相绕组没有直接引到电机外面时, 可设法间接的测量出主、副相绕组的电

阻。绕组的直流电阻可用双臂电桥或单臂电桥来测量。电阻在  $1\Omega$  以下时,采用双臂电桥测量。此外,也可用电压表和电流表方法来测量,但通电时间不能超过 2 分钟,试验电流也不能超过额定电流的 10%。测量时,应保持电机转子不动。每一电阻应测量三次,每次测量值与三次平均值相差不应超过  $\pm 0.5\%$ ,取三次的平均值为电阻的实际值。

如果要测转子等值电阻,供计算空载及负载时转子绕组  $I_k^2 R_R$  的损耗。这时应将副绕组断开,做堵转试验。试验时,转子静止,主绕组施加低电压,使绕组中的电流接近于额定电流。试验时应记下电压  $U_k$ 、电流  $I_k$  和输入功率  $P_k$ ,转子等值电阻  $R'_R$  可按下式进行计算:

$$R'_R = \frac{P_k}{I_k^2} - R_S \text{ (欧)}$$

式中  $R_S$ ——定子主绕组的直流电阻。

### 8-3 空 载 试 验

空载试验在于确定空载电流和空载损耗,测试前将电机加至额定电压、额定频率下空载运转,使机械损耗达到稳定。在型式试验时应空转 15~20 分钟,检查试验时空转应为 10~15 分钟。在型式试验时应测取空载特性曲线,即空载电流  $I_0$  和空载输入功率  $P_0$  与外加电压  $U_0$  的关系曲线,如图 8-2 所示。

实验时,施加于定子绕组上的电压从 110~130% 的额定电压,逐步降低可能达到的最低电压值,即电流开始回升为止,其间均匀的测取 7~9 点,每点都应测下电流、电压和输入功率。

在检查试验时,可仅测取额定电压时的空载电流和空载

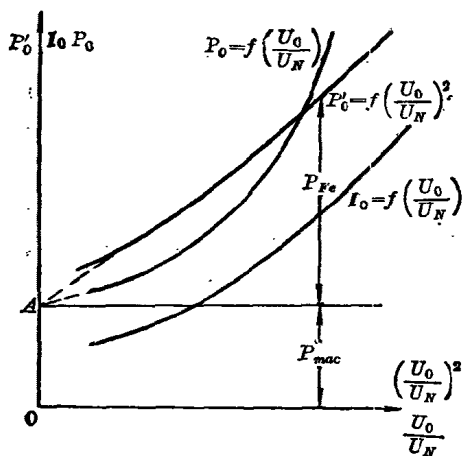


图 8-2 空载特性

损耗。

测试的结果,按照 $\left(\frac{U_0}{U_N}\right)$ 的关系分别作出 $P_0=f\left(\frac{U_0}{U_N}\right)$ ,  
 $P'_0=f\left(\frac{U_0}{U_N}\right)^2$ ,  $I_0=f\left(\frac{U_0}{U_N}\right)$ 等的曲线。

电动机的空载损耗 $P_0$ 包括:定子绕组电阻损耗 $P_{0cuS}=I_0^2R_S$ ;定、转子总铁损耗 $P_{Fe}$ 和机械损耗 $P_{mac}$ 。铁耗和机械耗之和 $P'_0$ 则为:

$$P'_0 = P_0 - P_{0cuS} = P_{Fe} + P_{mac}$$

为了分离铁损耗和机械损耗,作曲线 $P'_0=f\left(\frac{U_0}{U_N}\right)^2$ ,延长长  
 线部分交于纵轴于A点,A点纵坐标即为电动机的机械损  
 耗。

## 8-4 堵转试验

堵转实验是要确定堵转时的电流、转矩和损耗。实验是  
 在电机接近冷态下转子堵转进行的。施加于定子绕组的电压

尽可能接近于额定电压，在转子机械角  $90^\circ$  内均匀等分为 5 个点分别测量电流、转矩和损耗。

## 8-5 工作特性曲线的测取

工作特性曲线是电动机在额定电压及额定频率下，其输入功率  $P_1$ 、定子电流  $I_s$ 、效率  $\eta$ 、功率因数  $\cos\varphi$  及转差率  $S$  与输出功率  $P_2$  的关系曲线，如图 8-3 所示。

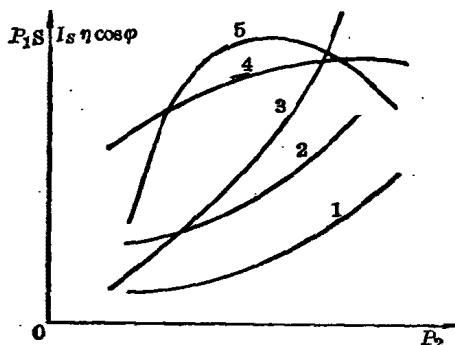


图 8-3 工作特性

1— $S=f(P_2)$ ; 2— $I_s=f(P_2)$ ; 3— $P_1=f(P_2)$ ;  
4— $\eta=f(P_2)$ ; 5— $\cos\varphi=f(P_2)$

工作特性曲线应在电动机的温度接近于热状态时，在负载试验中测取。

试验应在 0.25~1.25 倍额定功率范围内进行，共测取 6~8 点，每点测下电压、电流、输入功率及转差率。

### 1. 转差率的测量

转差率的测量有许多的方法，应该根据被测电机转差率的大小，选择适合的测量方法，以保证测量的准确。一般常用的测量方法如下：

- (1) 转差率测量仪，可以直接测量出转差率。
- (2) 转速测量仪，可以测量出转速后，求出转差率。

(3) 闪光灯测速仪, 测出转速后, 求转差率。

## 2. 功率因数的求取

电动机的功率因数  $\cos \varphi$  可按以下的计算公式求出:

对于电容和电阻起动的电动机:

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{U_N I_S}$$

对于电容运转的电动机:

$$\cos \varphi = \frac{P_1}{I_S U_N}$$

式中  $P_1$ ——输入功率(瓦);

$I_S$ ——定子电流(安);

$U_N$ ——额定电压(伏)。

从上述公式可以看出, 只要测定  $P_1$ 、 $I_S$  及  $U_N$  就可以确定功率因数  $\cos \varphi$ 。

## 3. 效率的测定

测量电动机的效率时, 应该测定电动机的输入功率  $P_1$  和输出功率  $P_2$ 。输入功率  $P_1$  可以用功率表测出, 而输出功率  $P_2$  可以用测功机等方法测出转矩和转速, 然后再进行如下的计算:

$$P_2 = \frac{Mn}{97500} \text{ (瓦)}$$

式中  $M$ ——转矩(克力厘米);

$n$ ——转速(转/分)。

测量时, 电动机应接近于热状态, 并在 0.25~1.25 倍额定功率范围内, 测取负载下降时的工作特性, 在其中均匀的取 6~8 个点。然后, 按下面式子计算出电动机效率:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} 100\%$$

## 8-6 最大转矩的测定

测量最大转矩时,电动机应接近于实际冷却状态。在分相起动时,用外接开关将副绕组断开进行实验。测量方法有:测功机或校正过直流电动机法;转矩传感器法;转矩测速仪;圆图计算法等。对于单相电动机,因它的容量都比较小,一般较多采用测功机法或校正过直流电动机法。

用测功机或校正过直流电动机作为被试电动机的负载。最大转矩可在测功机上读出,或者由实验时被测电动机的转速  $n$  和直流电机的电枢电流  $I_1$ ,从直流电机的校正曲线  $M=f(I_1)$  上求得。直流电动机可用 1.0 级准确度的测功机来校正。

试验时,将被测电动机与测功机或负载电机相联结,加上电压,起动被测电动机,并加至额定电压,然后逐步加大负载,至测功机的转矩或直流电机的电流出现最大值,读取此值和被测电机的端电压。实际过程中应防止电机过热而影响测量的准确性。

## 8-7 最小转矩的测定

鼠笼形电动机起动过程中的最小转矩的测定,应在接近于冷态下进行。其测量方法通常有:测功机法或校正过直流电机法;转矩传感器法;转矩转速仪等方法。一般是用测功机或校正过直流电机这两种方法。在测量时,用测功机或校正过的直流电机作被试电机的负载。最小转矩可从测功机读出,或根据试验时被测电动机的转速  $n$  和直流电动机的电枢电流  $I_1$ ,从直流电机的校正曲线  $M=f(I_1)$  上求得。

试验时,将被试电动机与测功机或与负载电机相联结。先

在低电压下起动被测电机,预先找出最小转矩的中间转速.断开被试电机的电源,调节负载电机的电源电压,使其转速约为中间转速的三分之一,然后合上被试电机的电源并调至额定电压,迅速调节测功机的电源电压或校正过直流电机的电源电压,直至测功机的读数或校正过直流电机的电枢电流出现最小值.与此同时,读取此数值和此时被试电机的端电压.

用测功机作负载时,当测功机与被试电机的转向相同,而不能测得最小转矩时,可改变测功机电源电压的极性进行测试.试验过程中,要防止被测电机过热而影响测量的准确性.

当然,在有条件时,最大转矩和最小转矩的测量均可采用转矩转速仪的方法进行测量.这种测量方法是采用异步电动机在空载起动过程中,其加速度正比于电动机产生的转矩的原理来进行的.将转速信号对时间微分,就可得到转矩的信号.将转速的信号和转矩的信号送入示波器或记录仪,即可得到  $M=f(n)$  的曲线.

## 8-8 温升的测定

测量电机的温升时,是在实际的冷却下进行的.其测量方法有:温度计法;电阻法;埋置检温计法等.

温度计法测量时,将膨胀式温度计、半导体温度计及热电偶等放置于被测部位,用绝热材料覆盖于温度计的测温部分,以免受到周围冷却介质的影响.

电阻法是利用绕组的直流电阻随温度升高而增大的原理来确定绕组的温升的一种方法.用此方法测出的绕组温度是平均温度,从而测出的绕组温升也是平均温升  $\theta$ . 其计算公式为

$$\theta = \frac{R_2 - R_1}{R_1} (K + t_1) + t_1 - t_0$$

式中  $R_2$ ——试验结束时的绕组电阻(欧);

$R_1$ ——绕组在实际冷却状态下的电阻(欧);

$t_0$ ——试验结束时的冷却介质温度(度);

$t_1$ ——对应于测量  $R_1$  时的介质温度,即此时的绕组温度(度);

$K$ ——常数,对铜绕组取  $K=235$ ,对铝绕组取  $K=225$ .

埋置检温计法是将电阻温度计或热电偶埋置于电机需要测量的部位来进行测量的一种方法。但是,在测量前应将电阻温度计或热电偶都预先校好温度曲线。

温升试验时冷却介质温度测定时,温度计应置于电机水平位置,并距电机 1~2 米的地方,而且不能受到外来辐射热和气流的影响。试验结束时的冷却介质温度的测定,是取温升试验过程的最后四分之一时间内,按相等时间间隔测得的温度平均值来作为试验结束时的冷却介质温度。

如果电机各部分的温度或电阻是在切断电源之后测得的,则所测得到的温度或电阻值均用“外推法”修正到断电那瞬间。其做法是将已按温升和时间作出的曲线延长至纵坐标的交点,即图 8-4 中的虚线部分。

如果断电是在 15 秒以内,则可以不用修正。

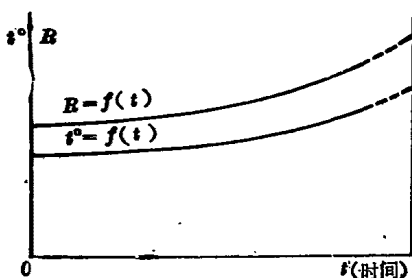


图 8-4 外推法曲线



温升试验期间,应尽量减少冷却介质温度的变化。为了缩短试验时间,在温升试验开始时,可以适当过载。

做试验时,还应有试验支架及散热板。

对于以中心高表示机座号的电动机,温升实验支架及散热片应符合下列规定:

实验时,电动机安装在铁底座上,铁底座尺寸为 $250 \times 480 \times 10$ 毫米,铁底座与支撑它的金属支架的接触总面积不大于 $54 \text{ 厘米}^2$ ,对于自冷凸缘安装电动机,应安装在金属板上,金属板垂直固定于绝热板上。金属板的尺寸(毫米)见表8-2。

表 8-2 机座号和金属板尺寸

机 座 号	金 属 板 尺 寸 (毫米)
45 及以下	$240 \times 240 \times 10$
50	$270 \times 270 \times 10$
56	$300 \times 300 \times 10$
63 以上	$350 \times 350 \times 10$

对于以机壳外径表示机座号的电动机,温升试验时应安装在金属板上,金属板垂直固定于绝热板上。金属板的尺寸见表8-3。

表 8-3 机座号和金属板尺寸

机 座 号	金 属 板 尺 寸 (毫米)
12~24	$48 \times 48 \times 3$
28~45	$108 \times 108 \times 5$
55~90	$210 \times 210 \times 5$
110~160	$270 \times 270 \times 7$

## 第九章 单相异步电动机的应用

单相异步电动机由于结构简单、制造方便、使用可靠和维护简便等优点,应用十分广泛。它的最大特点是可以直接使用普通单相电源,特别适用于一般家庭、办公室、医院、商店、学校等只有单相电源的部门。所以,单相异步电动机是人们最经常遇到的一类电动机。

随着人民生活水平的不断提高,日用电动器具的生产和应用获得了迅速的发展,产品的品种规格日益繁多,几乎达到了应有的程度,而且已成为人们日常生活中不可缺少的必需品,为单相异步电动机的应用开辟了一个广阔的领域。

在各种常见的电动器具中,根据其不同的具体特点和要求,需要采用各种形式的单相异步电动机。

单相电容起动异步电动机,由于它的最初起动转矩较高,可以用于驱动满载起动的机械,如电冰箱、空调机和空气压缩机等。

单相电阻起动异步电动机,由于它的最初起动转矩介于电容起动和电容运转异步电动机之间,但成本较低,所以可用于驱动一般轻载起动的机械,如小型机床、砂轮机和鼓风机等。

单相电容运转异步电动机,由于它的最初起动转矩较低,但运行性能良好、噪音小,所以可用于驱动空载或轻载起动的器械,如电风扇、洗衣机和医疗器械等。

单相罩极异步电动机, 由于它的起动和运行性能较差, 但结构简单、成本低廉, 所以可用于驱动轻载起动和运行的小型器械, 如电风扇、定时器和电动模型等。

应用单相异步电动机的家用电动器具的品种很多, 如电风扇、空调器、电冰箱、制冰机、和面机、剥皮机、绞肉机、吸尘机、打蜡机、洗衣机等。本章只介绍其中应用较多的一部分日用电器。

## 9-1 电风扇用电机

电风扇是由电动机带动风叶旋转来加速空气流动或使室内外空气交换的一种日用电动器具。它由风叶、扇头、支承结构和控制器四个基本部件组成, 广泛应用于各种生活和工作环境以及船舶、车辆等场所。

按主要结构及使用特征分类, 电风扇可分为台扇、顶扇、吊扇、排气扇等, 其中, 改变台扇的底座形式, 便可派生出台地扇、落地扇及壁扇等。

对电风扇的基本要求是安全可靠、使用价值高、噪音低、使用方便和造型美观。因此, 在最常用的单相交流电风扇中, 一般使用单相罩极异步电动机和单相电容运转异步电动机, 前者多用于较小规格的老产品, 后者为目前应用最普遍的电风扇电动机。

电风扇用电动机在电风扇中的基本作用是驱动风叶旋转, 由此推动空气流动。因此, 它的功率要求和主要尺寸都取决于风叶的功耗。一般, 风叶的功率消耗与它的转速成三次方的比例关系。也就是说, 起动时的功率要求较低, 但随着转速的增加, 功率消耗迅速增加。因此, 电风扇适宜于用罩极异步电动机和电容运转电动机。在电动机的电磁设计时, 总是

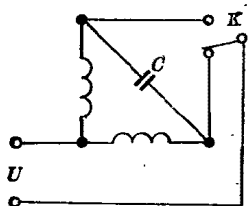
力求在额定转速下的输出功率与风叶此时的功率消耗相一致，即电动机的功率-转速曲线与风叶耗功曲线的相交点作为运行点，此运行点应接近于电动机的额定转速和功率，而且，此时的主、副相绕组产生的合成旋转磁场正好接近于圆形。

家用电风扇一般都要求能调速，即能分别在快、中和慢三档速度下运行。单相异步电动机的调速方法很多，对于电风扇用电机的调速，目前常用的有电抗法和抽头法两种。电抗法调速是在电动机的电路中串联一个电抗器，利用调速开关使电抗器的线圈全部、局部或不接入电路，由此改变加在电动机输入电路上的电压，进行降压调速。抽头法调速则不需外接电抗器，但主、副相绕组有抽头引出，用调速开关改变绕组抽头的连接，由此增减主绕组的匝数，削弱或增强磁场强度，实现调速。抽头法调速的特点是只需改变定子绕组的接线，不用电抗器，所以耗电少、用料省、重量轻，但绕、嵌、接线复杂，绕组和调速开关间的连线较多，不宜用于吊扇等要求远距离控制的场合。

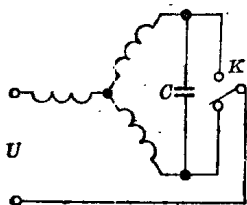
## 9-2 洗衣机用电机

国产家用洗衣机一般采用波轮式，由一台电机通过传动机构带动波轮在洗涤桶内旋转，由此使桶内的水形成螺旋涡流，并带动衣物转动、上下翻滚和展开，使之与桶壁及衣物本身之间发生柔和摩擦，在洗涤剂的作用下使衣物除污。对洗衣机用电机的主要要求，一般是出力大、起动好、耗电少、温升低、噪音小、绝缘性能良好、成本低和适宜批量生产等。所以，对洗衣机用电机不能套用一般的驱动微电机，而需进行特殊的设计。

由于洗衣机的波轮是在定时器的控制下，以正转—停止—反转的循环制式频繁地起停和正、反转工作的，故洗衣机电机也是以频繁起、停和正、反转方式运行的。这就要求它具有较大的起动转矩和简单方便的正、反转换向，而且要使电机在正转和反转时能保持相近的输出转矩和力能指标。所以，洗衣机用电机一般都采用两相绕组完全对称的单相电容运转异步电动机。其两套绕组完全相同，并在正、反转时分别轮流作为主相和副绕组，即在正转时的主相绕组和副相绕组，在反转时则相互交换，原主相绕组作为副相绕组，而原副相绕组作为主相绕组。其绕组接线方式一般有L型和星形两种，如图9-1所示。



a) L型接线



b) 星型接线

图9-1 洗衣机电机绕组接线图

在第五章中已经讨论过，为了提高电机的运行性能，应在满足起动性能的条件下，设法在额定运行状态时产生圆形磁场。但在洗衣机用电机中，不论是L型还是星形绕组，两相绕组完全相同，其变比 $K$ 均等于1。因此，获得圆形磁场的条件(5-9)式可简化为

$$R_{mf} + R_o - X_{mf} = 0$$

$$X_{mf} - X_o + R_{mf} = 0$$

忽略电容器的电阻，即设 $R_o = 0$ 时，可得

$$R_{mf} = X_{mf}$$

$$X_c = 2X_{mf}$$

显然,要实现绕组中  $R_{mf} = X_{mf}$  是很困难的,虽然可以外接补偿电阻,但将导致起动性能显著变差,一般不采用。所以,洗衣机用电机内部的磁场一般都是椭圆形的,只能适当地调整绕组匝数和选择电容量来获得比较满意的起动性能和运行性能。

为了保证洗衣机用电机的起动性能,起动转矩是一个极为重要的技术指标。但是,所谓起动转矩是指电动机在一定的条件下,整个起动过程中的转矩,其大小是用机械特性表示的一系列变化值。为了便于设计和选用,一般常用堵转转矩来表征。在电机的额定输出功率和转速确定后,其额定转矩可认为是一定的,所以堵转时的电机输出可以用堵转转矩与额定转矩之比(即堵转转矩倍数)来表征。与堵转转矩相比,堵转转矩倍数的实用概念更明确,更便于用来比较电机性能,供用户选用。

同样,起动电流也常用堵转电流来表征。对于起动电流,根据洗衣机用电机频繁起动和家用电器应保证安全的特点,同时,由于电机的正、反转是通过切换定时器触头来控制的,流过触头的电流大小将直接影响它的使用寿命和可靠性,所以起动电流(用堵转电流表征)应尽量小。当然,减小起动电流和提高起动转矩是相矛盾的,设计时应综合考虑,选择适当的参数,以兼顾两者获得较好的起动性能。

国产洗衣机用电机用 XD 型单相电容运转异步电动机,对应于不同的洗衣机容量有 90、120、180 和 250 瓦四个额定功率等级,见附录 V。

### 9-3 电冰箱用电机

电冰箱是利用电能能在箱体内制造低温环境的设备，其规格是以公称容量即箱体内有效存放体积来表示的。家用电冰箱的规格大多在 250 升以下，有 50、80、100、120、150、200 和 250 升等。其中，压缩式冰箱由于制冷效率较高、能耗和成本较低，使用也比较方便，所以应用最多。

在压缩式电冰箱中，致冷剂的循环是由压缩机驱动的。一般采用往复式活塞式压缩机，它与电动机同轴，并一起装在密闭壳内，故称封闭式压缩机，通称压缩机。

由于冰箱压缩机用电动机是和压缩机同轴连接的，启动时为重载启动，因此需具有较大的启动转矩。同时，在结构上，为了使电机能与压缩机直接联结后装在同一壳体内，所以其外形尺寸具有直径大而长度短的特点。

目前，国产冰箱压缩机用电机，有电阻启动和电容启动两种形式的单相两极异步电动机，其接线图和主要性能参数分别见图 9-2 和附录 VI。

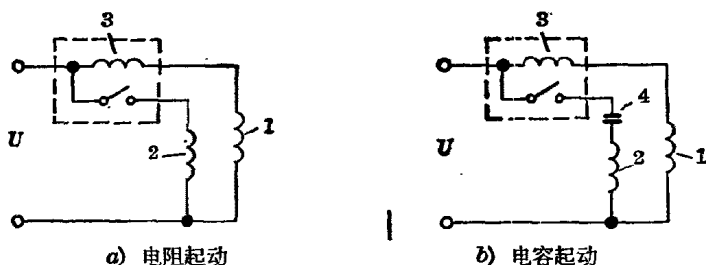


图 9-2 冰箱电机接线图

1—工作绕组； 2—启动绕组； 3—启动继电器； 4—启动电容器

## 第十章 维护与修理

正确使用电动机,可以延长电动机的寿命,为了做到这一点,就必须对电动机的基本原理、结构以及技术要求等有所了解。不然的话,对电动机使用不当,将缩短电动机的使用寿命,严重的则损坏电机。所以,日常生活中电动机的损坏也是比较普遍的,因此对电动机必须进行维护和修理。

### 10-1 空壳重绕

在电动机的修理中,有的是绕组已烧坏了,如果有型号或绕组数据,则可以查阅相应的型号(见附录 III)找出相应的绕组数据,就可以下线重绕。但在修理电动机中会碰到这样的一种情况,即没有电动机的型号和绕组的数据,只有一个空的铁心。在这种情况下,铁心的尺寸是可以通过测量得到的,而要重新下一副绕组,假如要求比较准确的确定绕组数据,那就应该按照第七章那样仔细的计算。下面介绍一种比较简单而又实用的方法,其步骤如下:

(1) 确定重绕之后电动机的电源电压和电动机的转速(极对数)

单相电动机的电源一般均是交流 220 伏。极对数按下式计算(取整数):

$$p = (0.35 \sim 0.4) \frac{Z_s b_{r8}}{2h_{js}}$$



目前,由于单相分马力的电动机有采用通用冲片,所以算出来的数值还要结合使用场合一起来考虑,最后确定极对数  $p$ 。

## (2) 测量参数

测量定子铁心内径  $D_{is}$  (厘米), 铁心长度  $l_{is}$  (厘米), 定子槽数  $Z_s$ , 定子槽面积  $S_{ss}$  (毫米<sup>2</sup>), 定子齿宽度  $b_{is}$  (厘米), 定子轭高度  $h_{is}$  (厘米)。

## (3) 极距

$$\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p} \quad (\text{厘米})$$

## (4) 每极磁通

$$\phi = \alpha_s \tau l_{is} K_{Fe} B_\delta \quad (\text{麦})$$

式中  $\alpha_s$ ——极弧系数;

$K_{Fe}$ ——冲片叠装系数, 见表 7-2;

$B_\delta$ ——气隙磁密(高斯), 按表 10-1 选取。

## (5) 轭部磁通密度

表 10-1 电磁负荷的选用范围

电 磁 负 荷	选 用 范 围
气隙磁密 $B_\delta$ (高斯)	4000~6500
定子齿磁密 $B_{is}$ (高斯)	13000~16000
定子轭磁密 $B_{js}$ (高斯)	10000~15500
线负荷 ( $2p=2$ ) $A_s$ (安/厘米)	100~200
线负荷 ( $2p=4$ ) $A_s$ (安/厘米)	120~220
主绕组电流密度 $j_m$ (安/毫米 <sup>2</sup> )	3~8
副绕组电流密度 $j_a$ (安/毫米 <sup>2</sup> )	60~90    30~50
电容运转副绕组电流密度 $j_a$ (安/毫米 <sup>2</sup> )	5~10

$$B_{js} = \frac{\phi}{2h_{js}l_{ts}K_{Fe}} \quad (\text{高斯})$$

算出的  $B_{js}$  值如果和表 10-1 中的数值不相符合, 则可重新选择  $B_s$ , 重新计算  $B_{js}$  值。

#### (6) 齿部磁通密度

$$B_{ts} = \frac{\phi}{\frac{Z_s}{2p} \alpha_s b_t l_{ts} K_{Fe}} \quad (\text{高斯})$$

算出的  $B_{ts}$  数值应在表 10-1 的  $B_{ts}$  选用范围内, 如果太大, 则应重新选取  $B_s$  值再行计算, 直到满足为止。

#### (7) 主绕组的有效匝数

$$W'_m = \frac{K_e U \times 10^6}{2.22 \phi K_\phi} \quad (\text{匝})$$

式中  $K_e$ ——电势系数, 一般取 0.9;

$K_\phi$ ——波形系数, 一般取 1.09。

选定绕组的型式, 并按表 3-4 查出绕组基波系数, 算出总的实际匝数为

$$W_m = \frac{W'_m}{K_{dp1}} \quad (\text{匝})$$

按表 3-4 算出各槽的导体数, 从而可以划出线圈图。

#### (8) 副相绕组匝数

$$W_a = K W_m$$

式中  $K$ ——变比。

变比  $K$  数值的选择, 对电机性能有较大的影响, 如对力矩、电流等的影响。因此, 对变比的选择具有重要的意义。对于重绕电机来说, 由于所有几何尺寸都已确定, 唯一可以改变的只是绕组、变比以及起动元件。主相绕组匝数可以通过磁通  $\phi$  算出, 副相绕组匝数就可以通过变比来确定。变比的选择范围, 见第七章 7-1 节 [101] 项。当要求起动转矩较小时,

$K$  值可以选取大值，即增加副相的匝数，这对电流要增加一些。如果起动电流太大，则应减少  $K$  值，对于电阻起动的电动机，则应增大电阻。当然，在增加某个值时应该防止引起其它方面的变化，所以调节的范围并不大。

### (9) 定子电流

对于电容运转电动机

$$I_1 = \frac{P_2}{U_1 \eta \cos \varphi} \quad (\text{安})$$

对于分相和电容起动电动机

$$I_1 = \frac{P_2}{U_1 \eta \cos \varphi} \quad (\text{安})$$

### (10) 主、副相电流

由于重算的电机不可能与原设计一样的准确，只能大概地计算出绕组的数据。因此，假设主、副相电流是相互垂直，同时忽略定子主、副相绕组的电阻，它们的绕组阻抗将是与匝数的平方成正比例，也即是与  $K^2$  成正比例。

对于电容运转电动机，其主相电流为

$$I_m = \frac{I_1}{\sqrt{1+K^2}} \quad (\text{安})$$

而对于分相起动的电动机，则是相电流和定子电流相同，即

$$I_m = I_1 \quad (\text{安})$$

### (11) 按点电流密度和电流算出导线截面积

$$S_{om} = \frac{I_m}{j_m} \quad (\text{毫米}^2)$$

式中  $j_m$ ——主绕组电流密度，对电容起动、电容运转电机的电流密度可按表 10-1 选取。

副绕组的导线直径可按其比例  $K_0$  的关系算出，即

$$S_{ca} = \frac{S_{cm}}{K_a} \text{ (毫米}^2\text{)}$$

式中,  $K_a$  值可按第七章 7-1 节 [106] 项中的范围选取。算出的  $S_{ca}$  值靠标准后, 即可找出导线的直径。

### (12) 槽满率的计算

每槽的导体数和导线的截面积都已求出来, 就可算槽满率, 不应超过允许值。

### (13) 检验线负荷

单相电容运转电动机

$$A_s = \frac{2(W_m I_m + W_a I_a)}{\pi D_{is}} \text{ (安/厘米)}$$

单相分相电动机

$$A_s = \frac{2W_m I_m}{\pi D_{is}} \text{ (安/厘米)}$$

线负荷  $A_s$  不应超过表 10-1 中给出的范围。

### (14) 电容器容量的选择

按表 7-3 选取。

## 10-2 改变供电电压的计算

要将原来运行于某一电压的电动机绕组改为另一种电压时, 必须使线圈的电流密度和每匝绕组所承受的电压尽可能保持原来的数值, 这样才能保持电动机的温升、各部分的磁通密度以及其它的性能指标保持不变。如果采用重绕线圈, 则重绕后的绕组匝数可按下式计算:

$$W_m = \frac{U_1}{U'_1} W'_m$$

$$W_a = \frac{U_1}{U'_1} W'_a$$

式中,  $W'_a$ 、 $W'_m$ 、 $U'_1$  分别为改压前的副相匝数、主相匝数、电压。

对于改变电压后的导线截面积,可按下式计算:

$$S_{cm} = \frac{U'_1}{U_1} S'_{cm}$$

$$S_{ca} = \frac{U'_1}{U_1} S'_{ca}$$

式中,  $S'_{cm}$  和  $S'_{ca}$  分别为改压前的主相和副相导线截面积。由截面积再换算为导线直径。

为了使电机在改压前后性能不变,则要求与其相联接的电阻或电容也应作相应的改变。如电容器的容量和电阻应分别是:

$$C = \frac{1}{4} C'$$

$$R = 4R'$$

式中  $C'$ ——改压前应串入的电容器容量;

$R'$ ——改压前串入的电阻阻值。

改压后的槽满率会有一些变化,如果改后的电压升高,则槽满率略会增大,所以在选取导线时可以适当取细一些。

### 10-3 计算例子

#### 1. 空壳重绕

有一台失去铭牌及绕组数据的旧电动机空壳,现测得:定子铁心内径  $D_{is}=4.8$  厘米,铁心长度  $l_{is}=4.8$  厘米,定子槽数  $Z_s=24$ ,定子槽面积  $S_{ss}=45.3$  毫米<sup>2</sup>,定子齿宽度  $b_{is}=0.23$  厘米,定子轭高度  $h_{js}=0.951$  厘米。要重绕一台单相电容运转电动机。

根据电动机铁心,可按下述方法重算定子绕组,

(1) 确定重绕后电动机的极对数

$$p = (0.35 \sim 0.40) \frac{Z_s b_{ts}}{2h_{js}} = 0.35 \times \frac{24 \times 0.23}{2 \times 0.951} = 1.015$$

取  $p=1$  ( $n_0=3000$  转/分)

(2) 测定空壳几何尺寸, 在上面已测得需要数据.

(3) 极距

$$\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p} = \frac{\pi \times 4.8}{2} = 7.34 \text{ 厘米}$$

(4) 每极磁通

$$\begin{aligned} \phi &= \alpha_s \tau l_{is} K_{Fe} B_s = 0.7 \times 7.34 \times 4.8 \times 0.94 \times 5000 \\ &= 119072 \text{ 麦} \end{aligned}$$

(5) 齿部磁通密度

$$\begin{aligned} B_{is} &= \frac{\phi}{\frac{Z_s}{2p} \alpha_s b_{is} l_{is} K_{Fe}} = \frac{119072}{\frac{24}{2} \times 0.7 \times 0.23 \times 4.8 \times 0.94} \\ &= 13660 \text{ 高斯} \end{aligned}$$

(6) 轭部磁通密度

$$\begin{aligned} B_{js} &= \frac{\phi}{2h_{js} l_{is} K_{Fe}} = \frac{119072}{2 \times 0.951 \times 4.8 \times 0.94} \\ &= 13874 \text{ 高斯} \end{aligned}$$

(7) 主绕组匝数

$$W'_m = \frac{K_i U \times 10^6}{K_\phi \times 2.22 \phi} = \frac{0.9 \times 220 \times 10^6}{1.09 \times 2.22 \times 119072} = 687 \text{ 匝}$$

选定绕组型式, 并按表 3-4 查出绕组基波系数, 算出总的实际匝数.

$$W_m = \frac{W'_m}{K_{ap1}} = \frac{687}{0.783} = 877 \text{ 匝}$$

取  $W_m = 880$  匝.

参考附录 III 选定一种绕组型式并按表 3-4 算出各槽的导体数, 其结果见图 10-1.

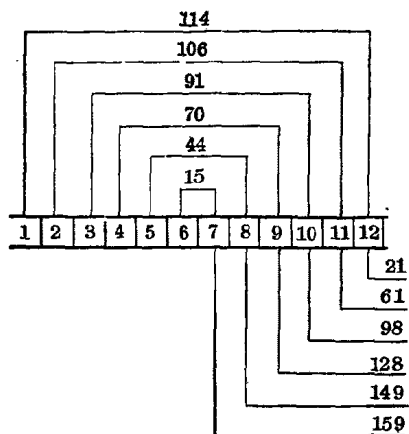


图 10-1 绕组的排列

(8) 副相绕组匝数

$$\begin{aligned} W_a &= W_m K \\ &= 880 \times 1.4 \\ &= 1232 \text{ 匝} \end{aligned}$$

式中  $K$ ——变比, 取  
 $K=1.4$ .

(9) 定子电流

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{P_2}{U_1 \eta \cos \varphi} \\ &= \frac{120}{220 \times 0.55} \\ &= 0.99 \text{ 安} \end{aligned}$$

式中  $P_2$ ——输出功率, 按同样尺寸的电机找到输出功率  
120 瓦;

$\eta \cos \varphi$ ——根据 120 瓦按图 7-2 查得,  $\eta \cos \varphi = 0.55$ .

(10) 主、副相电流

主相电流

$$I_m = \frac{I_1}{\sqrt{1+K^2}} = \frac{0.99}{\sqrt{1+1.4^2}} = \frac{0.99}{1.72} = 0.576 \text{ 安}$$

副相电流

$$I_a = \frac{K I_1}{\sqrt{1+K^2}} = \frac{1.4 \times 0.99}{\sqrt{1+1.4^2}} = 0.806 \text{ 安}$$

(11) 导线截面积

$$S_{cm} = \frac{I_m}{j_m} = \frac{0.576}{4.6} = 0.125 \text{ 毫米}^2$$

式中  $j_m$ ——主相电流密度, 取  $j_m = 4.6$  安/毫米<sup>2</sup>.

因为  $S_{cm} = \frac{1}{4} \pi d_c^2$

所以 
$$d_{cm} = \sqrt{\frac{4S_{cm}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.125}{\pi}} = 0.4 \text{ 毫米}$$

取  $d_{im} = 0.44 \text{ 毫米}$ 。

副相绕组的导线直径

$$S'_{ca} = \frac{S_{cm}}{K_a} = \frac{0.125}{1.4} = 0.0892 \text{ 毫米}^2$$

式中  $K_a$ ——主、副绕组导线截面积比, 取  $K_a = 1.4$ 。

$$d_{ca} = \sqrt{\frac{4S_{ca}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.0892}{\pi}} = 0.337 \text{ 毫米}$$

取  $d_{ca} = 0.31 \text{ 毫米}$ ,  $d_{ia} = 0.35 \text{ 毫米}$ ,  $S_{ca} = 0.0754 \text{ 毫米}^2$ 。

(12) 槽满率的计算

分别按主、副相计算:

$$K_s = \frac{Nd_i^2}{S_{ss}}$$

主相绕组:

$$K_{sm} = \frac{Nd_{im}^2}{S_{ss}} = 6.4 \quad 18.8 \quad 30 \quad 39 \quad 45.3 \quad 48.7$$

副相绕组:

$$K_{sa} = \frac{Nd_{ia}^2}{S_{ss}} = 43 \quad 40.3 \quad 34.6 \quad 26.5 \quad 16.5 \quad 5.7$$

$$K_s = K_{sm} + K_{sa} = 49.4 \quad 59.1 \quad 64.6 \quad 65.5 \quad 61.8 \quad 54.4$$

计算出来的槽满率都不超过 75%。

(13) 检验线负荷

$$\begin{aligned} A_s &= \frac{2(W_m I_m + W_a I_a)}{\pi D_{is}} \\ &= \frac{2 \times (880 \times 0.576 + 1232 \times 0.806)}{\pi \times 4.8} \\ &= \frac{2299.7}{15.01} = 198 \text{ 安/厘米} \end{aligned}$$



不超过表 10-1 中的数值。

#### (14) 电容器电容量的选择

根据电动机容量 120 瓦, 极对数 1 的电动机, 在表 7-3 中查得电容器的容量为  $4\mu f$ 。

#### 2. 改变供电电压

在许多旧设备中, 往往还有使用电压是 110 伏的, 为了使用方便, 有必要将电机的使用电压改为 220 伏。例如, 有一台电容运转的电动机, 要求将其使用电压 110 伏改为 220 伏。已知它原来主相绕组  $W'_m=1544$  匝,  $d_{cm}=0.42$  毫米, 副相绕组  $W'_a=2012$  匝,  $d_{ca}=0.38$  毫米, 移相电容  $C'=16$  微法。改压后的绕组匝数为

$$W_m = \frac{U_1}{U'_1} W'_m = \frac{220}{110} \times 1544 = 3088 \text{ 匝}$$

$$W_a = \frac{U_1}{U'_1} W'_a = \frac{220}{110} \times 2012 = 4024 \text{ 匝}$$

导线直径:

$$d'_{cm} = 0.42 \text{ 毫米}$$

$$S'_{cm} = \frac{1}{4} \pi d'^2_{cm} = \frac{1}{4} \pi \times 0.42^2 = 0.1385 \text{ 毫米}^2$$

$$d'_{ca} = 0.38 \text{ 毫米}$$

$$S'_{ca} = \frac{1}{4} \pi d'^2_{ca} = \frac{1}{4} \pi \times 0.38^2 = 0.1134 \text{ 毫米}^2$$

改压后的导线截面积为

$$S_{cm} = \frac{U'_1}{U_1} S'_{cm} = \frac{110}{220} \times 0.1385 = 0.0692 \text{ 毫米}^2$$

$$S_{ca} = \frac{U'_1}{U_1} S'_{ca} = \frac{110}{220} \times 0.1134 = 0.056 \text{ 毫米}^2$$

改压后的导线直径为

$$d_{cm} = \sqrt{\frac{4S_{cm}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.0062}{\pi}} = 0.297 \text{ 毫米}$$

取  $d_{cm} = 0.29 \text{ 毫米}$ 。

$$d_{ca} = \sqrt{\frac{4S_{ca}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \times 0.056}{\pi}} = 0.267 \text{ 毫米}$$

取  $d_{ca} = 0.27 \text{ 毫米}$ 。

改压后的电容器容量为

$$C = \frac{1}{4} C' = \frac{1}{4} \times 16 = 4 \text{ 微法}$$

这种改压计算只有在保持绕组的形式及电机性能不变的情况下，才有上述的结果。如果绕组形式变化，当然就没有上面的结果。

#### 10-4 罩极式电动机重绕

由于罩极电动机的效率很低，它输入的功率大部分都被消耗了，变为有用功输出的功率却很小。所以，只要知道电动机的压降系数，则可以用  $(K, U)$  的数值来计算电动机的匝数，将不会带来大的差别。问题是  $K$  的确定是否合适，由于这种电机的计算还不够准确，因此这种重绕也只能是粗略的估算，要准确的确定  $K$  不是容易的。如果有条件的话，就从实际生产电机中逐步积累经验。没有这个条件时，就在  $K = 0.8 \sim 0.94$  的范围内选择，容量大的取大值。

#### 10-5 电动机的故障分类

单相交流异步电动机是由电气和机械两个部分组成的。如果电动机发生故障时，要仔细观察电机所产生的一切不正常现象：如转速的快慢程度、温度变化、是否有不正常响声和剧烈振动、是否有冒烟及焦臭味等。然后，根据这些现象来具

表 10-2 单相异步电动机的常见故障及处理方法

故障现象	产生原因	处理方法
1. 电源电压正常, 通电后电机不能启动	1. 引线开路 2. 主绕组或副绕组开路 3. 离心开关触点合不上 4. 电容器开路 5. 轴承卡住 (1) 轴承已坏 (2) 轴承进入杂物 (3) 润滑脂干固 (4) 轴承装配不良 6. 定、转子相碰 7. 过载	用万用表查找出断处并修理好 用万用表确定故障, 重新换线圈 检查离心开关触点是否已坏, 或者不灵活, 加以调整 更换电容器 更换轴承 需清理干净 清理轴承, 换上新的润滑脂, 润滑脂的容量不超过轴承室容积的 70% 重新装配, 调整同轴使转动灵活 锉去转子冲片突出部分 减少负载, 选择较大容量的电动机
2. 空载能起动或外力帮助下能起动, 但起动迟缓且转向不定	1. 副绕组开路 2. 离心开关触头合不上 3. 电容器断开	查出断处并接上 同 1~3 条 更换电容器
3. 电动机转速低于正常转速	1. 电源电压过低 2. 转子电阻太大 3. 主绕组内有部分绕组反接或接线错误 4. 轴承摩擦加大 5. 负载过大	调整电源电压至额定值 增大转子导条和截面, 减少定子匝数 改正端部的联接 清理轴承, 加上适当的润滑脂 更换容量较大的电动机

(续表)

故障现象	产生原因	处理方法
4. 起动后电动机很快发热, 甚至烧坏绕组	1. 主绕组短路或接地 2. 主、副绕组短路 3. 起动后离心开关触头断不开 4. 主、副绕组接错 5. 电机的负载选择不当, 过大或过小 6. 电压不准确	用万用表测量电阻值的大小 用万用表检查电阻值, 更换线圈 测量总电流或副相回路电流。检修或更换离心开关 测量其电阻或复查接头符号, 改正主、副绕组接线 应按电容运转和分相起动的特点选择负载 用电压表校准
5. 起动后电机发热, 输入功率大	1. 电动机过载 2. 绕组短接或接地 3. 定、转子相擦 4. 轴承有毛病	调整电动机负载 用万用表测量电阻值的大小 检查转子铁心是否变形, 轴是否弯曲, 端盖的止口是否过松 保养或更换轴承
6. 电机转动时噪声太大	1. 绕组短路或接地 2. 离心开关损坏 3. 轴承损坏 4. 轴向间隙太大 5. 电机内落入杂物	测量电阻值, 排除故障 修理或更换离心开关 修理或更换轴承 将间隙调至适当值 拆开电机, 清除杂物
7. 通电后保险丝熔断	1. 绕组短接或接地 2. 引出线接地	测量电阻值, 排除故障 把引出线接好
8. 电动机有不正常的振动	1. 转子不平衡 2. 皮带盘不平衡 3. 轴伸弯曲	校动平衡 校静平衡 校直或更换转轴
9. 轴承过热	1. 轴承损坏 2. 轴承内、外圈配合不当 3. 润滑油过多、过少或油太脏, 混有铁屑沙土 4. 皮带过紧或联轴节装得不好	更换轴承 选择适当配合, 使内外圈配合处不相对滑动 加油或换油, 使油脂的容量不宜超过轴承室容积的70% 调整皮带张力, 校正联轴节

体分析和判断,找出故障进行处理。单相异步电动机的常见故障及处理方法见表10-2。

## 10-6 常用家用电器中电机的维护和修理

在许多家用电器中,如电风扇、洗衣机、电冰箱和电唱机等都有单相交流异步电动机。在这些家用电器中,其工作是否正常,主要是决定于电动机的工作是否正常。

### 1. 电风扇

家用电风扇通常是由一台电容运转或罩极式电动机带动的。它们的常见故障有以下几个方面:

(1) 电动机轴承发热。当电动机运转一段时间后,轴承有局部发热现象。这可能是由于轴承的润滑油已干固了,应该加入一些润滑油。每年在使用之前,可加入几点缝纫机油。如果不及时处理,不但浪费电能,有可能将电机损坏。

(2) 电风扇运转时有振动。这可能是电动机轴伸弯曲或叶片不平衡。应该分别校好平衡,叶片和转轴的配合也要选择适当,不能太松,不然,就是已校好平衡装在一起之后,仍然也会偏心。

(3) 电容式的电风扇通电之后旋转不起来,只是听到有嗡嗡的声音。这可能是副相回路断开,也很可能是电容器坏了。检查好之后,排除故障。

(4) 接入电源后转速并不高,而且还有噪声。这可能是电动机定、转子相擦。很可能是转子不同心,也可能是由于轴承磨损转子下沉,需更换轴承或更换转子。

(5) 电动机的绕组烧坏。应按附录 III 的数据重新重绕线圈,或者是照本章的简单估算,进行计算后重绕线圈。

### 2. 洗衣机

洗衣机用电动机是专门为洗衣机设计制造的，洗衣机的特点是经常处于潮湿的环境中使用，电动机很容易受潮，因此它的电动机绝缘是专门处理的。所谓的双重绝缘，就是指这种电动机的绕组绝缘，是经过二次绝缘处理的。为了使电动机不至于损坏，洗衣机使用时不要过载，并及时检查电动机的保护装置。

如果电动机的噪声比较大时，就应检查电动机的轴承，看它是否已磨损，如果已损坏就应更换轴承。

### 3. 电冰箱

电冰箱中的电动机要求起动转矩较大，所以通常是采用一台电容起动或是电阻起动的电动机，电机中装有离心开关。在这种设备中电动机的故障相对说是不多的。如是电机方面的毛病，首先要检查一下离心开关是否工作正常，再检查主、副绕组。处理办法按10-5节进行。

### 4. 电唱机

一般，电唱机是由一台罩极式电动机带动的。这种电动机的结构简单、运行可靠。在平时使用时，一般只需在它的滑动轴承上加上润滑油，就能可靠地运行。

# 附 录

## I. 电 磁 线

附表 I 铜电磁线规格表

铜线标称 直 径 (毫米)	计算截面积 (毫米 <sup>2</sup> )	漆包线直流 电 阻 (欧/米)20°C 不大于	漆包线参考 重 量 (公斤/公里)	漆 包 线 最 大 外 径 (薄漆膜) (毫米)
0.015	0.000177	131.3	0.0026	0.025
0.020	0.000314	68.69	0.0052	0.035
0.025	0.000491	42.07	0.0036	0.040
0.030	0.000707	30.53	0.0076	0.045
0.040	0.00126	16.26	0.0130	0.055
0.050	0.00196	10.08	0.0198	0.065
0.060	0.00283	6.851	0.023	0.080
0.070	0.00385	4.958	0.038	0.090
0.080	0.00503	3.754	0.049	0.100
0.090	0.00636	2.940	0.062	0.110
0.100	0.00785	2.466	0.075	0.125
0.110	0.00950	2.019	0.091	0.135
0.120	0.0113	1.683	0.1073	0.145
0.130	0.0133	1.424	0.1253	0.155
0.140	0.0154	1.221	0.145	0.165
0.150	0.0177	1.059	0.166	0.180
0.160	0.0201	0.9264	0.188	0.190
0.170	0.0227	0.8175	0.212	0.200
0.180	0.0255	0.7267	0.237	0.210
0.190	0.0284	0.6503	0.263	0.220
0.200	0.0314	0.5853	0.290	0.230
0.210	0.0347	0.5296	0.320	0.240
0.230	0.0415	0.4396	0.388	0.265

(续表)

铜线标称 直 径 (毫米)	计算截面积 (毫米 <sup>2</sup> )	漆包线直流 电 阻 (欧/米) 20°C 不大于	漆包线参考 重 量 (公斤/公里)	漆 包 线 最 大 外径(薄漆膜) (毫米)
0.250	0.0491	0.3708	0.452	0.290
(0.270)	0.0573	0.3282	0.526	0.310
0.280	0.0616	0.3052	0.564	0.320
(0.290)	0.0661	0.2839	0.605	0.330
0.310	0.0755	0.2473	0.690	0.350
0.330	0.0855	0.2173	0.780	0.370
0.350	0.0962	0.1925	0.876	0.390
0.380	0.1134	0.1616	1.030	0.420
0.400	0.1257	0.1463	1.145	0.446
0.420	0.1385	0.1324	1.263	0.460
0.450	0.1590	0.1150	1.443	0.490
0.470	0.1735	0.1052	1.570	0.510
0.500	0.1963	0.09269	1.780	0.540
0.530	0.2206	0.08231	2.010	0.580
0.560	0.2463	0.07357	2.241	0.610
0.600	0.2827	0.06394	2.569	0.650
0.630	0.3117	0.05790	2.827	0.680
0.670	0.3526	0.05109	3.208	0.720
(0.690)	0.3739	0.04813	3.400	0.740
0.710	0.3959	0.04608	3.583	0.760
0.750	0.4418	0.04120	4.012	0.810
(0.770)	0.4657	0.03904	4.226	0.830
0.800	0.5027	0.03612	4.556	0.860
(0.830)	0.54106	0.03351	4.903	0.890
0.850	0.5675	0.03192	5.136	0.910
0.900	0.6362	0.02842	5.761	0.960
(0.930)	0.6793	0.02658	6.163	0.990
0.950	0.7088	0.02546	6.416	1.010
1.000	0.7854	0.02294	7.107	1.070

注：表中括号内的数值尽量不采用。



## II. 常用硅钢片磁化曲线和损耗曲线

附表 2  $D_{21}$  0.5 毫米 50 赫磁化曲线

( $B_{25}=14800$  高斯)

$B$ (高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	$B$ (高斯)
4000	1.40	1.43	1.43	1.49	1.52	1.55	1.58	1.61	1.64	1.67	4000
5000	1.71	1.75	1.79	1.83	1.87	1.91	1.95	1.99	2.03	2.07	5000
6000	2.12	2.17	2.22	2.27	2.32	2.37	2.42	2.48	2.54	2.60	6000
7000	2.67	2.74	2.81	2.88	2.95	3.02	3.09	3.16	3.24	3.32	7000
8000	3.40	3.48	3.56	3.64	3.72	3.80	3.88	3.98	4.07	4.16	8000
9000	4.25	4.35	4.45	4.55	4.65	4.76	4.88	5.00	5.12	5.24	9000
10000	5.36	5.49	5.62	5.75	5.88	6.02	6.16	6.30	6.45	6.60	10000
11000	6.75	6.91	7.08	7.26	7.45	7.65	7.86	8.08	8.31	8.55	11000
12000	8.80	9.06	9.33	9.61	9.90	10.2	10.5	10.9	11.2	11.6	12000
13000	12.0	12.5	13.0	13.5	14.0	14.5	15.0	15.6	16.2	16.8	13000
14000	17.4	18.2	18.9	19.8	20.6	21.6	22.6	23.8	25.0	26.4	14000
15000	28.0	29.7	31.5	33.7	36.0	38.5	41.3	44.0	47.0	50	15000
16000	52.9	55.9	59.0	62.1	65.3	69.2	72.8	76.6	80.4	84.2	16000
17000	88.0	92.0	95.6	100	105	110	115	120	126	132	17000
18000	138	145	152	159	166	173	181	189	197	205	18000

附表 3  $D_{23}$  0.5 毫米 50 赫磁化曲线

( $B_{25}=15400$  高斯)

$B$ (高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	$B$ (高斯)
4000	1.38	1.40	1.42	1.44	1.46	1.48	1.50	1.52	1.54	1.56	4000
5000	1.58	1.60	1.62	1.64	1.66	1.69	1.71	1.74	1.76	1.78	5000
6000	1.81	1.84	1.86	1.89	1.91	1.94	1.97	2.00	2.03	2.06	6000
7000	2.10	2.13	2.16	2.20	2.24	2.28	2.32	2.36	2.40	2.45	7000
8000	2.50	2.55	2.60	2.65	2.70	2.76	2.81	2.87	2.93	2.99	8000
9000	3.06	3.13	3.19	3.26	3.33	3.41	3.49	3.57	3.65	3.74	9000
10000	3.83	3.92	4.01	4.11	4.22	4.33	4.44	4.56	4.67	4.80	10000
11000	4.93	5.07	5.21	5.36	5.52	5.68	5.84	6.00	6.16	6.33	11000
12000	6.52	6.72	6.94	7.16	7.38	7.62	7.86	8.10	8.33	8.62	12000
13000	8.90	9.20	9.50	9.80	10.1	10.5	10.9	11.3	11.7	12.1	13000
14000	12.6	13.1	13.6	14.2	14.8	15.5	16.3	17.1	18.1	19.1	14000
15000	20.1	21.2	22.4	23.7	25.0	26.7	28.5	30.4	32.6	35.1	15000
16000	37.8	40.7	43.7	46.8	50.0	53.4	56.8	60.4	64.0	67.8	16000
17000	72.0	76.4	80.8	85.4	90.2	95.0	100	105	110	116	17000
18000	122	128	134	140	146	152	158	165	172	180	18000

附表4  $D_{24}$  0.5 毫米 50 赫磁化曲线(B<sub>25</sub>=15700 高斯)

B(高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	B(高斯)
4000	1.37	1.38	1.40	1.42	1.44	1.46	1.48	1.50	1.52	1.54	4000
5000	1.56	1.58	1.60	1.62	1.64	1.66	1.68	1.70	1.72	1.75	5000
6000	1.77	1.79	1.81	1.84	1.87	1.89	1.92	1.94	1.97	2.00	6000
7000	2.03	2.06	2.09	2.12	2.16	2.20	2.22	2.27	2.31	2.35	7000
8000	2.39	2.43	2.48	2.52	2.57	2.62	2.67	2.73	2.79	2.85	8000
9000	2.91	2.97	3.03	3.10	3.17	3.24	3.31	3.39	3.47	3.55	9000
10000	3.63	3.71	3.79	3.88	3.97	4.06	4.16	4.26	4.37	4.48	10000
11000	4.60	4.72	4.86	5.00	5.14	5.29	5.44	5.60	5.76	5.92	11000
12000	6.10	6.28	6.46	6.65	6.85	7.05	7.25	7.46	7.68	7.90	12000
13000	8.14	8.40	8.68	8.96	9.26	9.58	9.86	10.2	10.6	11.0	13000
14000	11.4	11.8	12.3	12.8	13.3	13.8	14.4	15.0	15.7	16.4	14000
15000	17.2	18.0	18.9	19.9	20.9	22.1	23.5	25.0	26.8	28.6	15000
16000	30.7	33.0	35.6	38.2	41.1	44.0	47.0	50.0	53.5	57.5	16000
17000	61.5	66.0	70.5	75.0	79.7	84.5	89.5	94.7	100	105	17000
18000	110	116	122	128	134	141	148	155	162	170	18000

附表5  $D_{21}$ , 0.5 毫米 50 赫损耗曲线(P<sub>10/25</sub>=2.5 瓦/公斤)

B(高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	B(高斯)
5000	6.28	6.50	6.74	7.00	7.22	7.47	7.70	7.94	8.18	8.42	5000
6000	8.66	8.90	9.14	9.40	9.64	9.90	10.1	10.4	10.6	10.9	6000
7000	11.1	11.4	11.6	11.9	12.1	12.4	12.7	12.9	13.2	13.4	7000
8000	13.6	14.0	14.2	14.4	14.7	15.0	15.2	15.5	15.8	16.0	8000
9000	16.3	16.6	16.9	17.2	17.5	17.8	18.1	18.5	18.8	19.1	9000
10000	19.5	19.9	20.2	20.6	21.0	21.4	21.8	22.3	22.7	23.2	10000
11000	23.7	24.2	24.7	25.2	25.7	26.3	26.8	27.3	27.9	28.5	11000
12000	29.0	29.6	30.1	30.7	31.3	31.9	32.5	33.1	33.7	34.3	12000
13000	34.9	35.5	36.0	36.7	37.3	37.9	38.5	39.1	39.7	40.3	13000
14000	40.9	41.5	42.1	42.7	43.3	44.0	44.6	45.2	45.8	46.4	14000
15000	47.1	47.7	48.3	48.9	49.6	50.2	50.8	51.4	51.9	52.6	15000
16000	53.1	53.7	54.3	54.9	55.5	56.1	56.7	57.3	57.9	58.5	16000
17000	59.1	59.7	60.3	60.9	61.6	62.3	62.9	63.6	64.4	65.0	17000
18000	65.8	66.6	67.4	68.2	69.0	69.9	70.8	71.7	72.6	73.5	18000
19000	74.4	75.4	76.3	77.1	78.0	78.9	79.8	80.8	81.8	82.8	19000

附表 6  $D_{23}$ ,  $D_{24}$ , 0.5 毫米 50 赫损耗曲线  
( $P_{10,25}=2.1$  瓦/公斤)

$B$ (高斯)	0	100	200	300	400	500	600	700	800	900	$B$ (高斯)
5000	5.15	5.38	5.55	5.76	5.98	6.17	6.38	6.57	6.78	7.00	5000
6000	7.22	7.42	7.62	7.84	8.05	8.26	8.48	8.70	8.90	9.12	6000
7000	9.35	9.55	9.76	9.98	10.2	10.4	10.6	10.8	11.0	11.3	7000
8000	11.5	11.7	12.0	12.2	12.4	12.6	12.8	13.1	13.3	13.5	8000
9000	13.8	14.0	14.3	14.5	14.8	15.1	15.3	15.6	15.9	16.2	9000
10000	16.5	16.8	17.1	17.4	17.8	18.1	18.4	18.8	19.2	19.6	10000
11000	20.0	20.4	20.8	21.2	21.7	22.1	22.6	23.0	23.5	24.0	11000
12000	24.5	25.0	25.4	26.0	26.4	27.0	27.5	28.0	28.5	29.0	12000
13000	29.5	30.0	30.5	31.0	31.6	32.1	32.6	33.1	33.6	34.2	13000
14000	34.7	35.2	35.7	36.2	36.7	37.2	37.8	38.3	38.8	39.4	14000
15000	39.8	40.4	40.9	41.4	41.9	42.4	42.9	43.5	44.0	44.5	15000
16000	45.0	45.6	46.1	46.6	47.1	47.7	48.2	48.7	49.2	49.7	16000
17000	50.2	50.7	51.3	51.8	52.3	52.9	53.5	54.1	54.7	55.4	17000
18000	56.1	56.8	57.4	58.1	58.9	59.6	60.3	61.0	61.8	62.6	18000
19000	63.4	64.1	64.8	65.6	66.4	67.2	67.9	68.7	69.4	70.3	19000

### III. JX、JZ、JY 单相电动机的技术数据

附表 7 JX 系列电动机铁心及绕组的技术数据

型 号	功 率 (瓦)	满 载		极 数	额 定 转 速 (转/分)	电 压 (伏)	定 子 外 径 (毫米)	定 子 内 径 (毫米)	定 子 极 厚 (毫米)	铁 心 长 度 (毫米)	定 子 槽 数	转 子 槽 数	气 隙 长 度 (毫米)	主 绕 组 总 串 联 导 体 数 (根)	副 绕 组 总 串 联 导 体 数 (根)	主 绕 组 线 规 (毫米)	副 绕 组 线 规 (毫米)	主 绕 组 线 重 (公斤)	副 绕 组 线 重 (公斤)	电 容 器 容 量 (微法)	电 容 器 电 压 (伏)
		主 绕 组 电 流 (安)	副 绕 组 电 流 (安)																		
JX07A-2	90	0.7		2	2850	220	94	48		45	18		0.28							10	
JX07B-2	60	0.45		2	2850	220	94	48		36	18		0.28							6	
JX07A-4	60	0.48		4	1400	220	94	48		45	18		0.23							8	
JX07B-4	40	0.38		4	1400	220	94	48		36	18		0.23							6	
JX06A-2	40	0.226	0.198	2	2820	220	84	42	11	45	16	10	0.25	2320	2320	0.27	0.27	0.15	0.15	2	240
JX06B-2	25	0.162	0.149	2	2820	220	84	42	11	35	16	10	0.25	2980	2980	0.23	0.23	0.128	0.128	1.5	245
JX06A-4	25	0.447	0.252	4	1350	220	84	42	11	45	16	10	0.25	3300	3300	0.23	0.23	0.117	0.117	2.5	265
JX06B-4	15	0.225	0.1573	4	1350	220	84	42	11	35	16	10	0.25	4800	4800	0.20	0.20	0.109	0.109	1.5	275
JX05A-2	15	0.197	0.159	2	2750	220	71	36	8	42	16	10	0.25	2824	2824	0.20	0.20	0.0985	0.0985	1	234
JX05B-2	8	0.1052	0.0781	2	2750	220	71	36	8	30	16	10	0.25	4280	4280	0.15	0.15	0.0676	0.0676	0.75	237
JX05A-4	8	0.207	0.115	4	1300	220	71	36	8	42	16	10	0.25	4560	4560	0.18	0.18	0.096	0.11	1	262
JX05B-4	4	0.1492	0.1117	4	1300	220	71	36	8	30	16	10	0.25	6400	6400	0.16	0.15	0.0806	0.0708	1	262

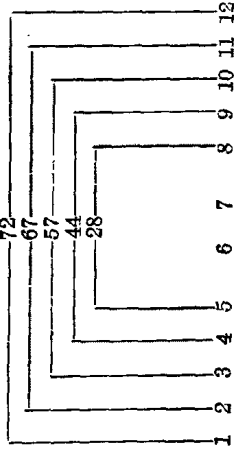
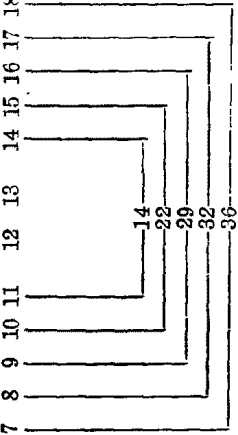
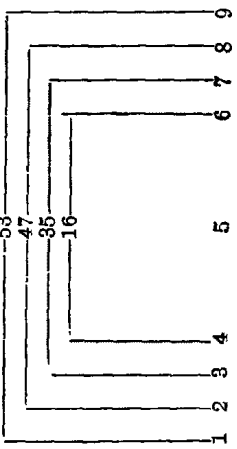
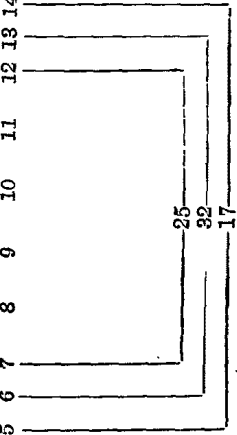
附表8 JX系列电动机绕组的排列方法

绕组型式 型 号	正 弦 绕 组 的 排 列 方 法	
	主绕组槽节距与匝数	副绕组槽节距与匝数
JX06A-2 40 瓦 220 伏		
JX06B-2 25 瓦 220 伏		
JX06A-4 25 瓦 220 伏		
JX06B-4 15 瓦 220 伏		
JX05A-2 15 瓦 220 伏		
JX05B-2 8 瓦 220 伏		
JX05A-4 8 瓦 220 伏		
JX05B-4 4 瓦 220 伏		

附表 9 JZ 系列电动机铁心及绕组的技术数据

型 号	容 量 (瓦)	满载电流 (安)	空载电流 (安)	启动电流 (安)	启动转矩 (额定转矩)	额定转速 (转/分)	电 压 (伏)	定子外径 (毫米)	定子内径 (毫米)	定子轭厚 (毫米)	铁心长度 (毫米)	定子槽数	转子槽数	气隙长度 (毫米)	主绕组总串联导体数 (根)	副绕组总串联导体数 (根)	主绕组线规 (毫米)	副绕组线规 (毫米)	主绕组线重 (公斤)	副绕组线重 (公斤)
JZ1B-2	400	1.39	3.02	28	1.25	2	220	145	75	30.255	48	24	30	0.35	1072	582	0.90	0.44	1.12	0.124
JZ1A-4	400	2.25	3.45	28	1.25	4	220	145	85	31.725	65	30	42	0.30	1208	592	0.93	0.44	1.06	0.12
JZ1B-4	450	2.0	2.65	38	1.25	4	220	145	85	30	48	36	42	0.30	1520	896	0.80	0.35	0.85	0.10
JZ09A-2	250	1.4	2.27	19	1.25	2	220	120	60	14.85	56	24	18	0.30	1100	638	0.69	0.38	0.62	0.11
JZ09B-2	180	1.3	1.81	14	1.4	2	220	120	60	14.85	48	24	18	0.30	1208	792	0.68	0.31	0.628	0.08
JZ09A-4	180	1.52	2.07	14	1.4	4	220	120	71	15.9	62	24	22	0.25	1488	976	0.64	0.33	0.556	0.0822
JZ09B-4	120	1.25	1.55	13	1.5	4	220	120	71	15.9	48	24	22	0.25	1900	920	0.55	0.31	0.462	0.0675
JZ08A-2	120	0.785	1.20	12	1.6	2	220	102	58	14.065	60	24	18	0.25	1360	700	0.55	0.33	0.444	0.087
JZ08B-2	90	0.555	0.93	9	1.6	2	220	102	58	14.065	46	24	18	0.25	1765	724	0.51	0.31	0.45	0.086
JZ08A-4	90	1.05	1.3	9	1.6	4	220	102	58	10.45	60	24	22	0.25	2000	1072	0.51	0.27	0.428	0.0617
JZ08B-4	60	0.76	0.92	7	1.6	4	220	102	58	10.45	46	24	22	0.25	2688	1192	0.44	0.27	0.376	0.0595

附表 10 JZ 系列电动机绕组的排列方法

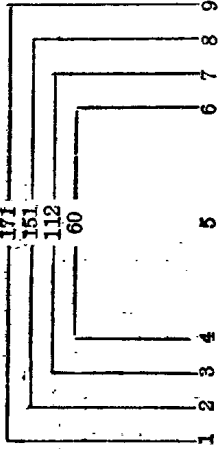
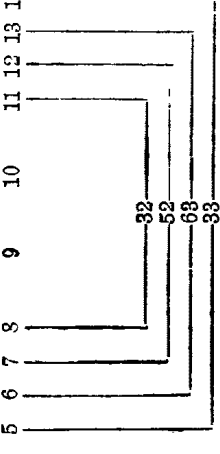
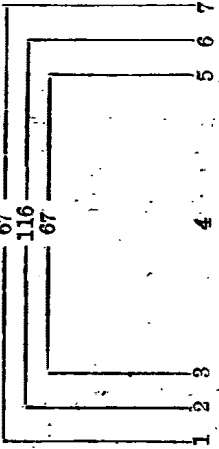
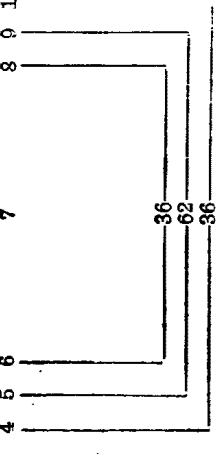
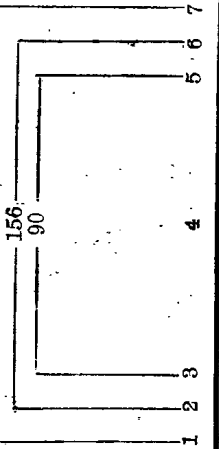
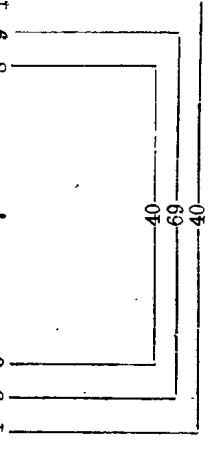
绕组型式 型 号	正 弦 绕 组 的 排 列 方 法	副 绕 组 槽 节 距 与 匝 数
JZ1B-2 400 瓦 220 伏		
JZ1A-4 400 瓦 220 伏		

<p>JZ1B-4</p> <p>250 瓦</p> <p>220 伏</p>		
<p>JZ09A-2</p> <p>250 瓦</p> <p>220 伏</p>		
<p>JZ09B-2</p> <p>180 瓦</p> <p>220 伏</p>		



(续表)

绕组型式 型号	正 弦 绕 组 的 排 列 方 法	副 绕 组 槽 节 距 与 匝 数
JZ09A-4 180 瓦 220 伏		
JZ09B-4 120 瓦 220 伏		
JZ08A-2 120 瓦 220 伏		

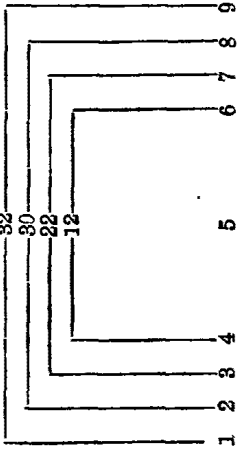
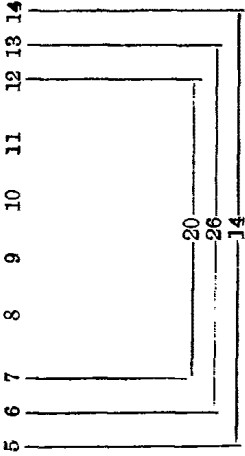
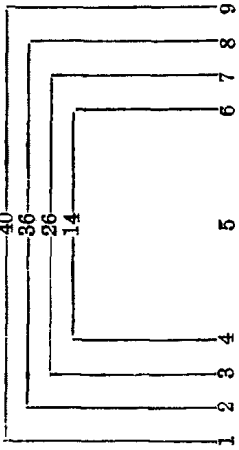
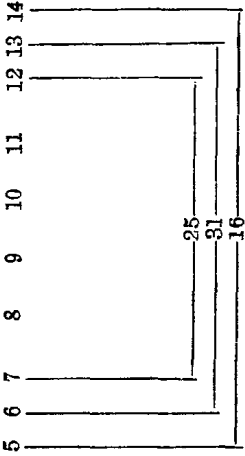
<p>JZ08B-2</p> <p>90 瓦</p> <p>220 伏</p>		
<p>JZ08A-4</p> <p>90 瓦</p> <p>220 伏</p>		
<p>JZ08B-4</p> <p>60 瓦</p> <p>220 伏</p>		

附表 11 JY 系列电动机铁心及绕组的技术数据

型 号	功 率 (瓦)	满载电流 (安)	空载电流 (安)	起 动 电 流		极 数	额 定 转 速 (转/分)	电 压 (伏)	定子 外 径 (毫米)	定子 内 径 (毫米)	定子 极 距 (毫米)	铁 心 长 度 (毫米)	定 子 槽 数	转 子 槽 数	气 隙 长 度 (毫米)	主 绕 组 总 串 联 导 体 数 (根)	副 绕 组 总 串 联 导 体 数 (根)	主 绕 组 线 径 规 (毫米)	副 绕 组 线 径 规 (毫米)	主 绕 组 线 重 (公斤)	副 绕 组 线 重 (公斤)	电 容 器 容 量 (微 法)	电 容 器 电 压 (伏)
				110 伏 (安)	220 伏 (安)																		
JY2A-4	800	6.85 6.70	4.65 4.35			4	1440	110/220	160	95	13.5	88	36	42	0.315 0.325	480	768	1.25	0.90	1.48	0.492	400	122
JY2B-4	600	4.85 4.88	3.72 3.84			4	1440	110/220	160	95	13.5	78	36	42	0.3	576	928	1.08	0.86	1.27	0.51	400	100
JY1A-2	600			28	56	2	2900	110/220	145	75		65						1.0	0.62				
JY1B-2	400	3.32 3.42	2.02 2.38	20	40	2	2900	110/220	145	75	19.4	48	24	30	0.35	928	744	0.93	0.90	1.04	0.72	200	115
JY1A-4	400	3.64 3.69	2.35 2.60	20	40	4	1440	110/220	145	85	12.0	65	36	42	0.265 0.3	1200	820	0.93	0.64	1.04	0.348	200	110
JY1B-4	250	2.90 2.80	2.45 2.40	14	28	4	1440	110/220	145	85	12.0	48	36	42	0.29 0.3	1472	744	0.80	0.80	0.825	0.355	200	114
JY09A-2	250	2.40 1.70	1.65 1.70	14	28	2	2900	110/220	120	60	16.0	56	24	18	0.3	992	744	0.69	0.69	0.56	0.392	150	110
JY09B-2	180	1.80 1.82	1.30 1.36	12	24	2	2900	110/220	120	60	16.0	48	24	18	0.3	1208	716	0.68	0.64	0.625	0.308	150	107
JY09A-4	180	2.25 2.50	2.00 2.20	12	24	4	1440	110/220	120	71	14.0	62	24	22	0.25	1392	816	0.64	0.59	0.52	0.246	150	105

\* 电压 110/220 伏是在电动机的出线改接而得到二种电压值。

附表 12 JY 系列电动机绕组的排列方法

绕组型式 型 号	正 弦 绕 组 的 排 列 方 法	
	主 绕 组 槽 节 距 与 匝 数	副 绕 组 槽 节 距 与 匝 数
JY2A-4 800 瓦 110/220 伏		
JY2B-4 600 瓦 110/220 伏		

(续表)

绕组型式 型 号	正 弦 绕 组 主 绕 组 槽 节 距 与 匝 数	副 绕 组 槽 节 距 与 匝 数
JY1B-2 400 瓦 110/220 伏		
JY1A-4 400 瓦 110/220 伏		
JY1B-4 250 瓦 110/220 伏		

<p>JY09A-2 250 瓦 110/220 伏</p>		
<p>JY09B-2 180 瓦 110/220 伏</p>		
<p>JY09A-4 180 瓦 110/220 伏</p>		

# IV. 电风扇用电

附表 13 电容式电风

类别	规格 (mm)	极数	定子铁心					转 子		主 绕 组	
			外径 (mm)	内径 (mm)	长度 (mm)	气隙 长度 (mm)	槽 数	外 径 (mm)	槽 数	线规 (mm)	每槽 匝数 × 线圈 只数
台 扇	250	4	φ88	φ44.7	20	0.35	8	φ44	17	φ0.17	935×4
	250		φ88	φ44.7	20	0.35	8	φ44	17	φ0.17	850×4
	300		φ88	φ44.7	26	0.35	8	φ44	17	φ0.17	634×4
	300		φ78	φ44.5	24	0.35	16	φ43.8	22	φ0.17	800×4
	350		φ88.5	φ49	25	0.35	16	φ48.3	22	φ0.21	720×4
	350		φ88.5	φ49	25	0.35	16	φ48.3	22	φ0.19	760×3+ (650+110)
	400		φ88.5	φ49	35	0.35	16	φ48.3	22	φ0.23	570×4
	400		φ88.4	φ49	32	0.35	16	φ48.3	22	φ0.21	550×4
顶 扇	350	4	φ88	φ49	25	0.35	16	φ48.3	22	φ0.21	720×4
	400		φ88	φ49	35	0.35	16	φ48.3	22	φ0.23	570×4
吊 扇	900	14	φ118	φ20	23	0.25	28	φ145	45	φ0.23	382×14
	1200	18	φ134.75	φ70.5	25	0.25	36	φ162	48	φ0.27	280×18
	1400	18	φ138.8	φ60	28	0.25	36	φ164.5	48	φ0.29	236×18
	1400	18	φ136.6	φ63.5	32	0.5	36	φ165.7	48	φ0.31	440×18
排 气 扇	400	4	φ102	φ60	36	0.35	24	φ59.5	18	φ0.31	260×6
	500		φ120	φ72	40	0.3	24	φ71.5	20	φ0.29	295×6
	500		φ120	φ72	56	0.25	24	φ71.5	18	φ0.47	105×6

# 机的技术数据

## 扇用电机的技术数据

副 绕 组		电 容 器		调速方法	线 模 尺 寸 长×宽×厚 (mm)	线圈跨距	绕 组 型 式
线规 (mm)	每槽匝数×线圈只数	容量 ( $\mu$ F)	工作电压 (V)				
$\phi 0.15$	1020×4	1	500	电抗	34×36×4.5	1-3	双层链式
$\phi 0.15$	1020×2+ (500+300)×2	1	500	抽头	34×35×4.5	1-3	双层链式 LII型
$\phi 0.19$	620×4	1.5	400	电抗	34×41×4.5	1-3	双层链式
$\phi 0.15$	(500+500)×4	1	400	抽头	主 32×32×7 副 34×36×7	1-4	单层链式 LII型
$\phi 0.17$	930×4	1.2	500	电抗	主 39×37×8 副 35×37×8	1-4	单层链式
$\phi 0.19$	(480+480)×4	1.2	400	抽头	35×40×7	1-4	单层T型
$\phi 0.19$	720×4	1.2	500	电抗	主 39×44×8 副 35×44×8	1-4	单层链式
$\phi 0.19$	(350+350)×4	1.2	400	抽头	35×40×7	1-4	单层链式
$\phi 0.17$	930×4	1.2	500	电抗	主 39×44×8 副 35×44×8	1-4	单层链式
$\phi 0.19$	720×4	1.2	500	电抗	主 39×44×8 副 35×44×8	1-4	单层链式
$\phi 0.19$	506×14	1	400	无	40×24×8	1-3	双层链式
$\phi 0.25$	328×18	2	400	电抗	43×21.5×11	1-3	双层链式
$\phi 0.25$	323×18	4	400	电抗	36×21.5×9	1-3 2-4	双层链式
$\phi 0.25$	620×18	2	400	无	50.5×21×11	1-3	双层链式
$\phi 0.31$	260×6	4	400	无	主 40×79×8 副 32×72×8	1-3 1-5/4	单层交叉式
$\phi 0.23$	510×6	2	400		主 62×35×8 副 62×31×8	1-4 2-5	单层链式
$\phi 0.35$	170×6	6	500		主 40×84×8 副 50×84×8	1-6	单层链式



附表 14 罩极式台、吊扇用电机的技术数据

类 别	规 格 (mm)	极 数	定 子 铁 心				转 子 槽 数	绕 组			调 速 方 法
			外 径 (mm)	内 径 (mm)	长 度 (mm)	气 隙 (mm)		线 规 (mm)	每 极 线 圈 匝 数 × 只 数	线 模 尺 寸 长 × 宽 × 厚 (mm)	
台	200	2	φ60	φ80	25	0.35	15	φ0.17	1270×2	34×34×7	电抗器
	200	2	φ59	φ28	32	0.35	15	φ0.19	(800+500)×2	42×30×5	轴 头
	300	4	φ88	φ44.7	32	0.35	17	φ0.27	510×4	40×27×6	电抗器
吊 扇	400	4	φ108/95.7	φ51	32	0.35	22	φ0.47	450×4	40×31×10	电抗器
	900	4	φ123.6	φ51	30	0.3	57	φ0.38	550×6	44×23×20	电抗器

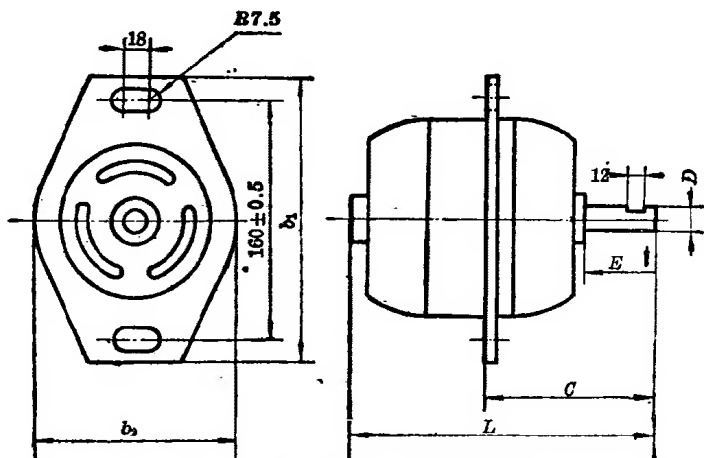
## V. XD 型洗衣机用电机的主要技术指标及外形尺寸

附表 15 XD 型洗衣机用电机主要指标

型 号	XD-90	XD-120	XD-180	X -250
额定电压 (伏)	220	220	220	220
频 率 (赫)	50	50	50	50
输出功率 (瓦)	90	120	150	250
额定转速 (转/分)	1370	1370	1370	1370
堵转转矩/额定转矩	0.9	0.9	0.8	0.7
堵转电流 (安)	2.0	2.5	4.0	5.5
效 率 (%)	49	52	56	59
功率因数	0.95	0.95	0.95	0.95

附表 16 XD 型洗衣机用电机的外形尺寸(mm)

型 号	安 装 尺 寸				外型尺寸 不大于					
	$D(f7)$	$E$	$c$	$g$	$b_1$	$b_2$	$L$			
XD-90	$11^{+0.016}_{-0.034}$	$\geq 40$	$94 \pm 2$	10.0	200	150	170			
XD-120							180			
XD-180	$14^{+0.016}_{-0.034}$		或 $85 \pm 2$	12.5			190			
XD-250							210			



附图-1 洗衣机用电机的外形结构图

## VI. 电冰箱电动机主要性能指标

附表 17 电冰箱电动机主要性能指标(一)

形 式		电 阻 起 动	电 容 起 动
输 出 功 率 (瓦)		40~130	40~300
电 机 特 性	起 动 转 矩 / 额 定 转 矩	2	3
	起 动 电 流 / 额 定 电 流	6~8	5~6
	最 大 转 矩 / 额 定 转 矩	3.5	3.5

附表 18 电冰箱电动机主要性能指标(二)

输 出 功 率 (瓦)	最 大 转 矩 (公斤力厘米)	起 动 转 矩 (公斤力厘米)	起 动 电 流 (安)
60~65	5.5~6.5	4~6	7~7.5
90~100	8~9	5~8	9~10
120~130	10~12	6~10	10~12
180~200	16~18	10~16	11~15

## 参 考 文 献

1. 高纶:《分数马力电动机》科技卫生出版社, 1958年10月。
2. 《电机工程手册》第22篇驱动微电机, 机械工业出版社, 1980年7月。
3. 《电机工程手册》第38篇日用电器, 机械工业出版社, 1980年2月。
4. 何秀伟、汪国梁、沈官秋:《三相与单相异步电机》陕西科学技术出版社, 1981年1月。
5. 陈永校、孙云鹏、汤崇武:《单相异步电动机》(上、下册)四机部微电机专业科技情报网讲义, 1981年8月。
6. 王振承:《罩极电动机的理论和计算》, 1981年10月。
7. 施斌耀:《单相电动机电磁计算程序》中小型电机技术情报, 1981年5月。
8. 《中小型三相异步电动机电磁设计程序》第一机械工业部上海电器科学研究所, 1971年。
9. E. M. 洛普欣娜、F. O. 索夫欣娜:《单相及三相微型感应电动机计算》广州电科所上海试验站译, 上海科学技术出版社, 1963年11月。
10. C. G. Veinott:《Theory and design of small induction motor》, 1959年。
11. 石黑敏郎、坪岛茂彦:《单相诱导电动机とその应用》, オーム社, 1964年8月。